Electronic design

[全国大学生电子设计竞赛指导系列]

2011版

全国大学生电子设计竞赛

试题精解选

陈永真 门晓金 李光琳 陈之诗 编著

电子工业出版社 http://www.phei.com.cn

全国大学生电子设计竞赛指导系列

2011 版全国大学生电子设计竞赛试题精解选

陈永真　闫晓金　李光琳　陈之勃　编著

電子工業出版社
Publishing House of Electronics Industry
北京·BEIJING

内 容 简 介

本书精选了历年的全国大学生电子设计竞赛试题，并进行了详解，全书共分5篇14章。第1篇为2005年试题：第1章为2005年竞赛试题：数控直流电流源（D题）；第2章为2005年竞赛试题：三相正弦波变频电源（G题）；第2篇为2007年试题：第3章为2007年竞赛试题：开关电源（E题）【本科组】；第4章为2007年竞赛试题：信号发生器（H题）【高职高专组】；第5章为2007年竞赛试题：可控放大器（I题）【高职高专组】；第3篇为2009年竞赛试题：第6章为2009年竞赛试题：电能收集器（E题）【本科组】；第7章为2009年竞赛试题：光伏并网发电模拟装置（A题）【本科组】；第8章为2009年竞赛试题：宽带直流放大器（C题）【本科组】；第9章为2009年竞赛试题：音频功率放大器G题【高职高专组】；第10章为2009年竞赛试题：模拟路灯控制系统（I题）【高职高专组】；第4篇为总结：第11章为如何在电子设计竞赛中取得好成绩；第12章为经验与教训；第5篇为展望：第13章为非接触式充电技术设计思路；第14章为电池保护电路。

读者对象为参加全国大学生电子设计竞赛的高校学生、指导教师，也可以是电气工程师、电子工程师、科研人员，从事电子技术领域的技术人员和广大电子爱好者。

未经许可，不得以任何方式复制或抄袭本书之部分或全部内容。
版权所有，侵权必究。

图书在版编目（CIP）数据

2011版全国大学生电子设计竞赛试题精解选/陈永真等编著. —北京：电子工业出版社，2011.7
（全国大学生电子设计竞赛指导系列）
ISBN 978-7-121-13930-7

Ⅰ. ①2… Ⅱ. ①陈… ②陈… Ⅲ. ①电子电路-电路设计-高等学校-自学参考资料 Ⅳ. ①TN702

中国版本图书馆CIP数据核字（2011）第129741号

责任编辑：柴 燕（chaiy@phei.com.cn）
印 刷：
装 订：
出版发行：电子工业出版社
北京市海淀区万寿路173信箱 邮编 100036
开 本：787×1092 1/16 印张：15.75 字数：403.2千字
印 次：2011年7月第1次印刷
印 数：4 000册 定价：35.00元

凡所购买电子工业出版社的图书，如有缺损问题，请向购买书店调换。若书店售缺，请与本社发行部联系，联系及邮购电话：（010）88254888。

质量投诉请发邮件至zlts@phei.com.cn，盗版侵权举报请发邮件至dbqq@phei.com.cn。

服务热线：（010）88258888。

丛 书 序

一个普通的省属本科学校在历届全国大学生电子设计竞赛中能够取得优异的成绩，甚至竞赛名次能够排在参赛的“211”学校、第一批本科学校之前是难能可贵的。究其原因，除了学校相关部门的大力支持外，主要在于指导教师的敬业精神、扎实的理论基础和深厚的工程实践功底。

本系列丛书的编著者中有具有 40 余年电子兴趣爱好并兼具 20 余年电子技术专业从教经验的老教师，也有“80 后”的年轻教师，他们以活跃的思维和超群的实践能力完成了教学任务并参加了国家“863”计划中的电动汽车等重大专项课题的研究。这些人指导的参赛队伍在所参加的两届全国大学生电子设计竞赛中创造了两次国家二等奖、四次省特等奖的优异成绩。

本系列丛书将这些电子设计经验丰富的指导教师的设计经验、教训和处理问题的技巧整理成文，以飨读者。如果读者能够从本丛书中有所收获，将是笔者的最大荣幸。

中国电源学会

编辑工作委员会

前　言

从1994年开始，全国大学生电子设计竞赛经历了15年的历程，共举办了8届。试题难度一届比一届增大。关于全国大学生电子设计竞赛宗旨，每年的全国大学生电子设计竞赛网站上均有说明，这里不再赘述。

全国大学生电子设计竞赛是全国各省高校参赛队的电子设计竞技，是指导教师的新、奇、特设计思路的充分展示，更是各高校之间电子技术教学科研水平的检验。现在已成为高校评估必不可少的项目之一。正因为如此，全国各高校对全国大学生电子设计竞赛越来越重视。这就是推动全国大学生电子设计竞赛的强大动力。

对参赛学生而言，通常可以直接看到的是竞赛获奖证书，所在学校的奖励政策等。事实上，无论对学校还是对参赛学生，全国大学生电子设计竞赛的意义已经远不止这些。作者通过多年来对全国大学生电子设计竞赛的指导和赛后思考认为，从更深远的意义考虑，对于参赛学校而言，全国大学生电子设计竞赛是提高教师教学水平，改进教学的好方法之一，通过参赛，可以找到教学中的不足；对于参赛学生而言，全国大学生电子设计竞赛更是大学生获得电子设计能力，巩固所学知识，用所学的理论指导实践的最好机会。通过参加竞赛，参赛学生可以看到学习过程中的不足，找到努力的方向，为毕业后从事专业技术工作打下更好的基础，为提高就业质量做好准备。

总结历届全国大学生电子设计竞赛的经验与教训，无论是参赛学校还是参赛学生，都是应该认真对待的。目前已有一些相关图书出版，在这些书中，所选编的均为获得国家一等奖、二等奖的作品，几乎全部为国内知名大学的杰作。相对大多数省属本科院校而言，具有很高的参考价值，是赛前的必读书籍。

然而，不可否认的是，现有书籍中选编的竞赛作品对于某些院校而言，由于教学水平和学生素质的限制，有些作品学习难度较高，如2005年的正弦波信号发生器试题，要求信号发生器的最高频率为10MHz，如果不采用DSP或FPGA与高速D/A转换（DDS）组合，实现起来是很困难的，甚至是不可能的。而对于某些院校而言，DSP远没有步入实际应用，甚至很少在实验室中应用，DSP和FPGA课程的相对滞后或没有开设更是制约DSP和FPGA应用的最大障碍，更不用说DDS了。

那么，对上述院校而言，如何在参加全国大学生电子设计竞赛中获得比较好的成绩呢？作者的经验就是充分发挥指导教师自身最擅长的领域，充分发挥自己的聪明才智，以个人的局部“绝对”优势抗衡知名大学的整体相对优势。本书的相关内容是最好的见证。不仅如此，赛前的培训对参赛学生来说也是极其重要的。

我们的学生，大多数实践能力不强，所以找工作难！因此，培养学生的实践能力可能是今后各高校的重要工作之一，而电子设计竞赛就是培养学生实践能力的最好途径之一。

为了让大多数省属高等院校学生参加全国大学生电子设计竞赛能够取得比较理想的成绩，作者将多年来指导电子设计竞赛和从事电子线路教学、科研的经验总结奉献给读者。

本书的主要设计思路为：利用常规的集成电路，结合新颖的设计思路，获得性能优异的设计作品；使多数省属高校参赛学生与指导教师知道如何利用自己的现有资源和基本技能取得更好的竞赛成绩，积累参赛经验，锻炼队伍，使参赛学生获得电子线路的设计、制作与调试能力，为毕业后就业打下良好的基础；这种设计思路还可以用于大学生毕业后的电子线路的设计工作。

本书不仅分析历届试题，对历届竞赛的经验与教训进行总结，还将一些新热门话题、新设计思路作为展望篇的内容写入书中。这是本书的另一特色。

本书按历届全国大学生电子设计竞赛的先后，共分 5 篇 14 章；第 1 篇为 2005 年试题：第 1 章为 2005 年竞赛试题：数控直流电流源（D 题）；第 2 章为 2005 年竞赛试题：三相正弦波变频电源试题（G 题）；第 2 篇为 2007 年竞赛试题：第 3 章为 2007 年竞赛试题：开关电源（E 题）【本科组】；第 4 章为 2007 年竞赛试题：信号发生器（H 题）【高职高专组】；第 5 章为 2007 年竞赛试题：可控放大器（I 题）【高职高专组】；第 3 篇为 2009 年竞赛试题：第 6 章为 2009 年竞赛试题：电能收集器（E 题）【本科组】；第 7 章为 2009 年竞赛试题：光伏并网发电模拟装置（A 题）【本科组】；第 8 章为 2009 年竞赛试题：宽带直流放大器（C 题）【本科组】；第 9 章为 2009 年竞赛试题：音频功率放大器（G 题）【高职高专组】；第 10 章为 2009 年竞赛试题：模拟路灯控制系统（I 题）【高职高专组】；第 4 篇为总结：第 11 章为如何在电子设计竞赛中取得好成绩；第 12 章为经验与教训；第 5 篇为展望：第 13 章为非接触式充电技术设计思路；第 14 章为电池保护电路。

本书第 1 章、第 2 章、第 3 章、第 4 章、第 5 章、第 6 章、第 7 章、第 9 章、第 11 章、第 12 章由辽宁工业大学陈永真执笔；第 8 章由辽宁工业大学李光琳执笔；第 10 章由北华航天工业学院闫晓金执笔；第 13 章、第 14 章由陈之勃执笔。参加本书编写的还有李锦、高莹、刘聪、王天宏、杨东。

编著者

于辽宁工业大学

目　录

第 1 篇　2005 年试题

第 1 章　2005 年竞赛试题:数控直流电流源(D 题) …… 2

1.1　试题:数控直流电流源 …… 2
1.1.1　任务 …… 2
1.1.2　要求 …… 2
1.1.3　评分标准 …… 3
1.1.4　说明 …… 3
1.2　试题意图与要达到的目的与理想的解决方案 …… 3
1.2.1　试题意图与要达到的目的 …… 3
1.2.2　理想的解决方案 …… 3
1.3　可以获奖的切实可行的解决方案 …… 5
1.3.1　恒流源的实现 …… 5
1.3.2　手动设置电路和步进控制电路 …… 8
1.3.3　驱动控制电路 …… 9
1.3.4　自制电源部分 …… 10
1.3.5　预置电流值的上、下限逻辑控制电路 …… 10
1.3.6　调试方法和过程 …… 11
1.3.7　性能指标测试与测试数据 …… 12
1.3.8　结论 …… 13
1.3.9　系统说明书 …… 13
1.4　经验与教训 …… 14

第 2 章　2005 年竞赛试题:三相正弦波变频电源(G 题) …… 15

2.1　试题:三相正弦波变频电源 …… 15
2.1.1　任务 …… 15
2.1.2　要求 …… 15
2.1.3　评分标准 …… 16
2.1.4　说明 …… 16
2.2　基本设计思路 …… 16

2.3 逆变器与驱动电路设计思路 …… 17
2.4 控制电路单元设计思路简介 …… 21
2.5 PWM 电路设计 …… 21
2.6 死区时间的设置与实现 …… 25
2.7 计数器与 D/A 转换器组合实现三相正弦波基准电压 …… 27
2.8 计数器与权电阻组合方式 …… 31
2.8.1 “基准”正弦波电压产生原理 …… 31
2.8.2 单相“基准”正弦波发生器 …… 31
2.8.3 三相参考正弦波发生器 …… 32
2.9 输出滤波器设计 …… 35
2.10 稳定输出电压设计思路 …… 35
2.11 负载不对称与负载缺相保护 …… 36
2.12 隔离变压器与整流器部分的解决方案 …… 37
2.13 更简洁的采用 D 类音频功率放大器解决方案 …… 37
2.13.1 应用 LM4651/2 的解决方案 …… 38
2.13.2 LM4651/2 简介 …… 38
2.14 应用 LM4651/2 的解决方案详解 …… 42
2.15 三相逆变电源的实现 …… 46

第 2 篇 2007 年试题

第 3 章 2007 年竞赛试题:开关电源(E 题)【本科组】 …… 50

3.1 试题 …… 50
3.1.1 任务 …… 50
3.1.2 要求 …… 50
3.1.3 说明 …… 51
3.1.4 评分标准 …… 51
3.2 电源变压器与整流滤波电路解析 …… 52
3.2.1 整流电路结构的选择 …… 52
3.2.2 整流器的选择 …… 52
3.2.3 滤波电容器的选择 …… 53
3.2.4 整流输出电压 …… 53
3.3 利用 PWM 控制 IC 与带有隔离变压器的推挽变换器的解决方案详解 …… 53
3.3.1 基本参数的确定 …… 54
3.3.2 电路及参数的确定 …… 54
3.3.3 主要元器件参数的选择 …… 54
3.4 采用准谐振工作方式的解决方案详解 …… 58
3.4.1 准谐振电路工作原理 …… 58
3.4.2 NCP1207B 的基本原理 …… 60

3.4.3 电源主要参数的设定 …… 64
3.4.4 主要元件的选择 …… 65
3.4.5 变压器设计详解 …… 68
3.4.6 电流检测用的电流传感器设计 …… 71
3.4.7 完整电路图详解 …… 72
3.4.8 电路板图详解 …… 73

第 4 章 2007 年竞赛试题:信号发生器(H 题)【高职高专组】 …… 74

4.1 试题 …… 74
4.1.1 任务 …… 74
4.1.2 要求 …… 74
4.1.3 说明 …… 74
4.1.4 评分标准 …… 75
4.2 解决问题的思路 …… 75
4.3 函数发生电路 MAX038 详解 …… 75
4.3.1 封装、引脚功能及内部原理框图 …… 75
4.3.2 基本功能的实现 …… 77
4.3.3 MAXIM 的评估电路 …… 79
4.4 应用函数发生电路 MAX038 的频率及占空比的数字控制 …… 82
4.4.1 频率的数字控制 …… 82
4.4.2 占空比的数字控制 …… 84
4.5 用函数发生电路 MAX038 实现正弦波、方波、三角波发生电路 …… 84
4.6 耳机放大器的利用 …… 85
4.6.1 耳机放大器简介 …… 85
4.6.2 耳机放大器 TPA152 的基本电路 …… 86
4.6.3 耳机放大器 TPA152 性能分析 …… 87
4.6.4 TPA152 作为驱动放大器的应用 …… 89
4.6.5 输出电压幅度的调节 …… 90

第 5 章 2007 年竞赛试题:可控放大器(I 题)【高职高专组】 …… 91

5.1 试题 …… 91
5.1.1 任务 …… 91
5.1.2 要求 …… 91
5.1.3 说明 …… 92
5.1.4 评分标准 …… 92
5.2 放大器部分的设计 …… 92
5.2.1 试题来源 …… 92
5.2.2 设计思路 …… 93
5.3 放大器的设计详解 …… 93

5.3.1 单级放大或两级放大的判定 …… 93
5.3.2 放大器的选择 …… 93
5.4 放大电路详解 …… 96
5.4.1 电路设计 …… 96
5.4.2 低频截止频率相关元件参数的选择 …… 96
5.4.3 反馈网络参数选择 …… 97
5.4.4 高频截止频率相关元件参数的选择 …… 97
5.5 放大器增益程控化详解 …… 98
5.5.1 衰减电路的设计 …… 98
5.5.2 继电器控制思路详解 …… 99
5.5.3 参数设置显示的实现 …… 101
5.6 放大器的调试 …… 102
5.6.1 测试仪器的选择 …… 102
5.6.2 调试方法 …… 103
5.7 应用低通滤波器芯片的滤波器设计 …… 104
5.7.1 设计思路 …… 104
5.7.2 MAX270 简介 …… 104
5.7.3 滤波器电路设计 …… 109
5.7.4 程控电路设计 …… 109
5.8 应用集成运算放大器构成有源滤波器的设计思路 …… 110
5.8.1 低通有源滤波器设计 …… 110
5.8.2 衰减电路的设计 …… 111
5.8.3 高通有源滤波器的设计 …… 118
5.8.4 带通有源滤波器的设计 …… 119
5.9 2007 年竞赛试题:程控滤波器(D 题)【本科组】 …… 120
5.9.1 试题 …… 120
5.9.2 试题分析 …… 121

第 3 篇 2009 年试题

第 6 章 2009 年竞赛试题:电能收集器(E 题)【本科组】 …… 124

6.1 试题 …… 124
6.1.1 任务 …… 124
6.1.2 要求 …… 124
6.1.3 评分标准 …… 125
6.1.4 说明 …… 125
6.2 试题分析 …… 125
6.3 设计方案的确定 …… 126
6.4 电路拓扑的选择 …… 128

6.5 MC34063 简介 …… 129
6.5.1 MC34063 简介 …… 129
6.5.2 MC34063 内部工作原理 …… 132
6.5.3 MC34063 的典型应用 …… 133
6.6 MAX756/7 简介 …… 136
6.6.1 MAX756/7 引脚功能介绍 …… 136
6.6.2 MAX756/7 参数 …… 138
6.6.3 MAX756/7 典型应用电路 …… 139
6.7 电源电压在3.6V及以上时的电路设计 …… 140
6.7.1 电源电压在3.6V及以上时,完整电路要完成的功能 …… 140
6.7.2 电源电压在3.6V及以上时的完整电路设计 …… 140
6.8 电源电压在3.6V以下时的电路设计 …… 143
6.9 调试与测试结果 …… 145

第7章 2009年竞赛试题:光伏并网发电模拟装置(A题)【本科组】 …… 146

7.1 试题 …… 146
7.1.1 任务 …… 146
7.1.2 要求 …… 146
7.1.3 说明 …… 147
7.1.4 评分标准 …… 147
7.2 试题分析 …… 148
7.3 DC-AC逆变器的设计 …… 148
7.3.1 电路拓扑的选择 …… 149
7.3.2 D类音频功率放大器是最简单的解决方案 …… 149
7.3.3 D类音频功率放大器芯片的选择 …… 150
7.3.4 开关频率的设置 …… 150
7.3.5 电路设计 …… 150
7.4 正弦信号源的设计 …… 156
7.4.1 正弦信号源应具有的功能 …… 156
7.4.2 用ICL8038函数发生器实现正弦波信号源的设计 …… 157
7.4.3 频率调节与锁相环的解决方案 …… 158
7.4.4 正弦波信号源输出电压幅度控制的解决方案与最大功率跟踪的实现 …… 159
7.5 直流母线欠压保护的实现 …… 161
7.6 输出过电流保护的实现 …… 161
7.6.1 在直流母线正端检测电流 …… 161
7.6.2 在直流母线负端检测电流 …… 162
7.7 输出滤波器的设计 …… 163
7.7.1 滤波电容器的选择 …… 163
7.7.2 滤波电感的选择与制作 …… 164

7.8 变压器的设计 …… 164
7.9 直流母线电容器的选择 …… 164

第 8 章 2009 年竞赛试题:宽带直流放大器(C 题)【本科组】 …… 166

8.1 试题 …… 166
8.1.1 任务 …… 166
8.1.2 要求 …… 166
8.1.3 说明 …… 166
8.1.4 评分标准 …… 167
8.2 试题分析 …… 168
8.3 简单实用的解决方案 …… 168
8.3.1 放大电路的设计 …… 169
8.3.2 输出电路的设计 …… 172
8.3.3 直流稳压电源的设计 …… 173
8.3.4 制作与调试的要点 …… 174
8.3.5 可能使级联放大器带宽变窄的原因 …… 174
8.4 采用示波器 Y 通道实现直流宽带放大器 …… 175

第 9 章 2009 年竞赛试题:音频功率放大器(G 题)【高职高专组】 …… 177

9.1 试题 …… 177
9.1.1 任务 …… 177
9.1.2 要求 …… 177
9.1.3 说明 …… 177
9.1.4 评分标准 …… 178
9.2 试题分析与解题思路 …… 178
9.2.1 采用线性功率放大器电路还是选用开关型功率放大器电路 …… 178
9.2.2 采用什么样的电路 …… 178
9.3 放大器的选择方案 …… 179
9.3.1 通用集成电路的选择 …… 179
9.3.2 单级放大或两级放大的判定 …… 179
9.4 电路设计详解 …… 179
9.4.1 前置级的设计 …… 179
9.4.2 功放级的设计 …… 180
9.4.3 电源电压的设置 …… 182
9.4.4 完整电路 …… 184

第 10 章 2009 年竞赛试题:模拟路灯控制系统(I 题)【高职高专组】 …… 185

10.1 试题 …… 185
10.1.1 任务 …… 185

10.1.2 要求 …… 186
10.1.3 说明 …… 186
10.1.4 评分标准 …… 186
10.2 试题意图与要达到的目的 …… 187
10.3 理想的模拟路灯控制系统解决方案 …… 187
10.3.1 系统总体解决方案 …… 187
10.3.2 显示、键盘输入模块 …… 189
10.3.3 时钟模块 …… 190
10.3.4 环境明暗检测与自动开关灯 …… 190
10.3.5 声光报警模块 …… 191
10.3.6 路灯故障检测模块 …… 191
10.3.7 物体检测模块 …… 191
10.3.8 LED 恒流驱动及调光模块 …… 192
10.3.9 控制器设计 …… 195
10.4 简单可行的解决方案 …… 197
10.4.1 系统总体方案设计 …… 198
10.4.2 系统硬件电路设计 …… 199
10.4.3 系统软件设计 …… 203
10.4.4 测试结果与分析 …… 204
10.5 实际的解决方案与出现的问题及其根源 …… 206

第 4 篇 总 结

第 11 章 如何在电子设计竞赛中取得好成绩 …… 208

11.1 参加电子设计竞赛的基础准备工作 …… 208
11.2 充分发挥本校的资源优势 …… 213
11.3 本书的设计思想对毕业后工作的指导作用 …… 213

第 12 章 经验与教训 …… 215

12.1 新器件在电子设计竞赛中的优势 …… 215
12.2 赛前辅导的经验与教训 …… 216
12.3 选题的经验与教训 …… 216
12.4 历届电子设计竞赛的经验与教训实例 …… 217

第 5 篇 展 望

第 13 章 非接触式充电技术设计思路 …… 222

13.1 非接触式充电的可实现性和基本构成 …… 222

13.2 非谐振式无线充电电路的实现 …… 222
13.3 谐振方式无线充电的实现 …… 223

第 14 章 电池保护电路 …… 228

14.1 电池保护电路的起因 …… 228
14.2 电池保护电路需要的技术要求 …… 228
14.3 应用通用元件对电池保护电路进行设计 …… 229
14.3.1 廉价的电压基准电路 …… 229
14.3.2 电压检测电路 …… 229
14.3.3 多节电池串联的过电压/欠电压检测电路的实现 …… 230
14.3.4 电流检测电路 …… 233
14.3.5 开关的选择 …… 233
本篇小结 …… 236

参考文献 …… 237

第 1 篇

2005年试题

第1章　2005年竞赛试题：数控直流电流源（D题）

1.1　试题：　数控直流电流源

1.1.1　任务

设计并制作数控直流电流源。输入交流范围为200～240V，50Hz；输出直流电压不大于10V。数控直流电流源原理示意图如图1.1所示。

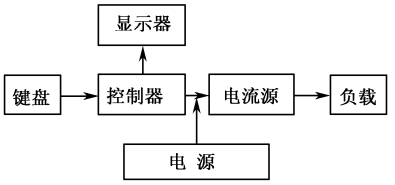


图1.1　数控直流电流源原理示意图

1.1.2　要求

1. 基本要求

① 输出电流范围：200～2000mA；

② 可设置并显示输出电流给定值，要求输出电流与给定值偏差的绝对值不大于给定值的1%＋10mA；

③ 具有“＋”、“－”步进调整功能，步进不大于10mA；

④ 改变负载电阻，输出电压在10V以内变化时，要求输出电流变化的绝对值不大于输出电流值的1%＋10mA；

⑤ 纹波电流不大于2mA；

⑥ 自制电源。

2. 发挥部分

① 输出电流范围为20～2000mA，步进1mA；

② 设计、制作测量并显示输出电流的装置（可同时或交替显示电流的给定值和实测值），测量误差的绝对值不大于测量值的0.1%＋3个字；

③ 改变负载电阻，输出电压在10V以内变化时，要求输出电流变化的绝对值不大于输出电流值的0.1%＋1mA；

④ 纹波电流不大于 0.2mA；

⑤ 其他。

1.1.3 评分标准

	项　　目	满分
基本要求	设计与总结报告：方案比较，设计与论证，理论分析与计算，电路图及有关设计文件，测试方法与仪器，测试数据及测试结果分析	50
	实际完成情况	50
发挥部分	完成第①项	4
	完成第②项	20
	完成第③项	16
	完成第④项	5
	其他	5

1.1.4 说明

关于本试题的相关说明如下。

① 需留出输出电流端子和电压测量端子；

② 输出电流可用高精度电流表测量，如果没有高精度电流表，可在采样电阻上测量电压值然后换算成电流；

③ 纹波电流的测量可用低频毫伏表测量输出纹波电压，换算成纹波电流。

1.2 试题意图与要达到的目的与理想的解决方案

1.2.1 试题意图与要达到的目的

在试题限制条件下尽可能地实现如下目标。

① 通过合理设计，尽可能地降低纹波电流，达到要求的电流变化范围；

② 采用合理的方案，实现“+”、“-”步进调整功能，降低给定电流与实际电流的偏差；

③ 通过采用合理的电路结构，降低负载调整率；

④ 减少由于电源电压变化对输出电流所产生的影响；

⑤ 完成满足设计需要的电源制作。

1.2.2 理想的解决方案

数控电流源要求输出电流 2A 以下，最小分度为 1mA，输出电压不高于 10V，要求数字控制。对于这道题，各个参赛队都有各自的解决方案，但从整体框架来看，主要倾向于采用 D/A 控制恒流源的方案较多。事实上，如果利用输出电压可调的集成稳压器就可以非常好的实现这个设计，很容易就可将输出电压可调的集成稳压器做成精度极高的恒流源，剩下的问题就是你是否能想到这样的解决方案。以下就是这两种方案的论证比较，读者可以通过论证衡量各方案的可行性。

方案一

采用单片机控制 D/A 实现恒流源部分电路的组建，方案如图 1.2 所示。

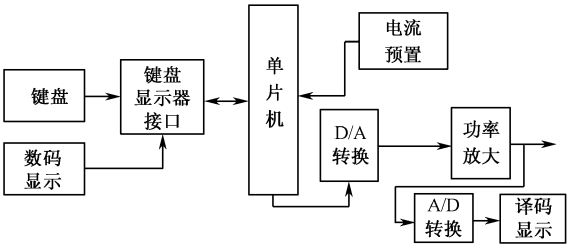


图 1.2　单片机设计数控直流电流源

单片机控制是在软、硬件结合的情况下实现的。运用此方案存在以下几个问题：软件编程的复杂性，硬件 D/A 的位数及响应速度受限，输出精度不高，更为主要的是采用单片机控制，很容易就会将噪声引入到扩流功放的输入端，使得将其噪声信号放大，从而产生较大的输出纹波。这对于本命题中对纹波参数控制较为严格来说，在输出电流精度要求很高的情况下，不是很理想的一种解决方案。

方案二

数字电路设计数控直流电流源如图 1.3 所示。该方案的核心部分是计数器构成步进控制电路，由拨码开关可以实现其预置功能，通过计数器的加减计数功能实现步进控制。另外，计数器的输出为 BCD 编码格式，可以很方便地连接数码管驱动控制电路，实现显示功能。也正是利用了计数器输出 BCD 编码格式，可以用输出电压可调的集成稳压器分别做成精度极高的恒流源，利用继电器切换组合不同电流值的恒流源实现不同输出要求的电流值，具体的固定恒流源电路共有以下 14 种：1mA、2mA、4mA、8mA、10mA、20mA、40mA、80mA、100mA、200mA、400mA、800mA、1000mA、2000mA。这样做不仅精度高，而且控制方式简单，抗干扰能力强。

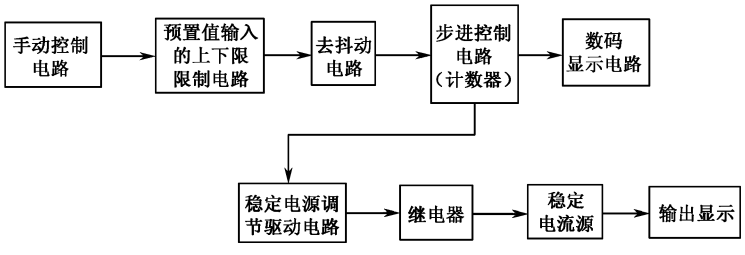


图 1.3　数字电路设计数控直流电流源

方案比较

比较两种方案，后一种方案有以下几个特点：不用考虑软件编程复杂性及软件和硬件的兼容性，精度很高。稳定性强不易受到干扰，纹波抑制比较高。也不存在方案二中需要 BCD 码向二进制码转换的问题。同时，由于题目是数控直流电流源，并且有精确的步进值要求，因而不适合采用普通的串联或并联的线性稳压电源和开关电源。否则难以达到步进要求和控制要求。在数字电路中，由于结构简单集成度高，可以容易实现精确的递增、递减的

预置功能控制。由于没有采用单片机，便没有了单片机工作时的干扰问题，因此电路的输出是非常干净的。另外，由于各个固定恒流源单元相互独立，互不干扰，可以很容易实现极细微电流。也就是说，不需要更多调整就可实现发挥部分要求的步进1mA的功能。

1.3 可以获奖的切实可行的解决方案

为实现整体电路的设计，可以将电路分成以下几个单元进行设计，设计过程中可以将其作为任务分配给参赛队员，同步实现，共同调整。

1.3.1 恒流源的实现

解决方案可以有如下两种。

（1）每个恒流源输出电流固定的解决方案

如果不计成本，可以采用多只LM317实现，按8421码和毫安、十毫安、百毫安、千毫安的方式分别用LM317实现2mA、4mA、8mA、10mA、20mA、40mA、80mA、100mA、200mA、400mA、两个400mA和6个500mA的恒流源。其中，1A和2A的恒流源分别采用2只和4只500mA的恒流源并联实现，这样做的好处是不仅可以降低集成稳压器的最小输入/输出电压差、减小集成稳压器的功耗，而且较小的输出电流检测电阻比较容易弄到，电路板造成的电压降也可以减小。由于LM317在一般状态下的最小不可控的电流约3mA，而常温下可以稳定控制的电流可以降低到1.2mA。因此，1mA挡只能采用晶体管恒流源的方式。通过0.5级电流表或是0.2级电流表在对1mA、2mA、4mA、8mA、10mA、20mA、40mA、80mA、100mA、200mA、400mA、800mA、1000mA、2000mA的恒流源分别用1mA、2mA、5mA、10mA、10mA、20mA、50mA、100mA、200mA、500mA、1000mA、2000mA进行校准，可以获得至少5‰甚至更高的精度。在这里各恒流源值为电流表满量程的80%以上，从而使电流源的精度得到保证，如果测试电流低于测试量程的一半，测试电流源的精度将得不到5‰的精度要求。

与每一个LM317相连的电阻阻值的具体计算方法如下。

LM317基准电压值为1.25V，其输出电流值为I_o，则所需串接的电阻为R_i（$i=1$，2，3，…）即：$R_i=\dfrac{U_{基准}}{I_o}$（$i=1$，2，3，…）由此理论计算得到的电阻值如表1.1所示。

表1.1 可调稳压器挂接的电阻值列表

输出电流I_o（mA）	相应的输出电阻值（Ω）	输出电流I_o（mA）	相应的输出电阻值（Ω）
1	1250	80	15.625
2	625	100	12.5
4	312.5	200	6.25
8	156.25	400	3.125
10	125	（400+400）	（3.1250+3.125）
20	62.5	（500+500）	（2.50+2.50）
40	31.25	（500+500+500+500）	（2.50+2.50+2.50+2.50）

各挡电流的切换：考虑到系统的易实现性和需要提供较大的电流，切换开关选用小型继电器或微型继电器。继电器的控制可以采用晶体管开关或 LM339（四比较器）驱动，一般情况下，在 12V 供电条件下的驱动电流小于 20mA。

根据以上思路分析，恒流源电路如图 1.4 所示，图中给出各输出电流恒流源的测试电阻的参数。

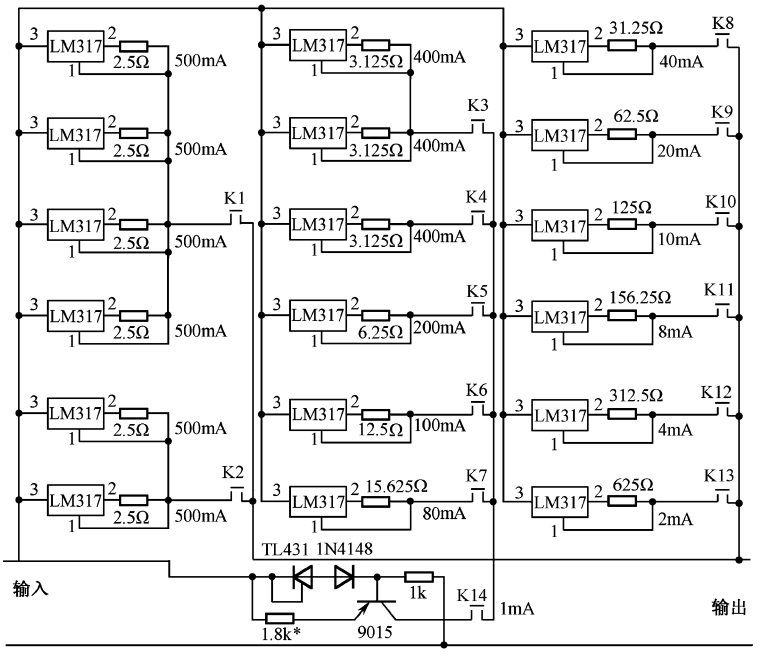


图 1.4　恒流源电路

在图 1.4 中，继电器触点 K1、K2、K3、K4、K5、K6、K7、K8、K9、K10、K11、K12、K13、K14 分别控制 2A、1A、800mA、400mA、200mA、100mA、80mA、40mA、20mA、10mA、8mA、4mA、2mA、1mA 恒流源是否接入。这样的 1mA～2A 的任何电流值都可以用上述电流源的组合实现。

图 1.4 中电路的输出电压范围，为输入电压减电流源电阻电压（1.25V）和集成稳压器的输入/输出电压差（约 2V），共计 3.25V。因此，最低输入电压至少要高于 3.25V（实际上这种状态下没有输出电压范围，电路将失去意义）；最高输入电压似乎为 LM317 的最高输入电压（40V），实际上受 LM317 的安全工作区的限制，在输出短路状态下，0.5A 输出电流时的最高输入电压仅为 35V（实际上这个电压已经足够了），高于这个电压，受可调输出电压集成稳压器 LM317 的安全工作区的限制，在这种情况下输出电流将得不到保证。

图 1.4 中电路的继电器触点由继电器励磁线圈是否流过（足够的）电流决定，这个继电器的励磁线圈可以用晶体管控制，其电路如图 1.5 所示。

图 1.5 中晶体管集电极与电源间接的方块代表继电器的励磁线圈，方框中的数字与受控的触点相对应；图中的第一排电路为 1A、2A 继电器的励磁线圈，对应拨码开关的 1 和 2，由于仅需要 2A，故 3 以上的码可以锁定，仅仅使用 1 和 2。第二行、第三行、第四行则分别

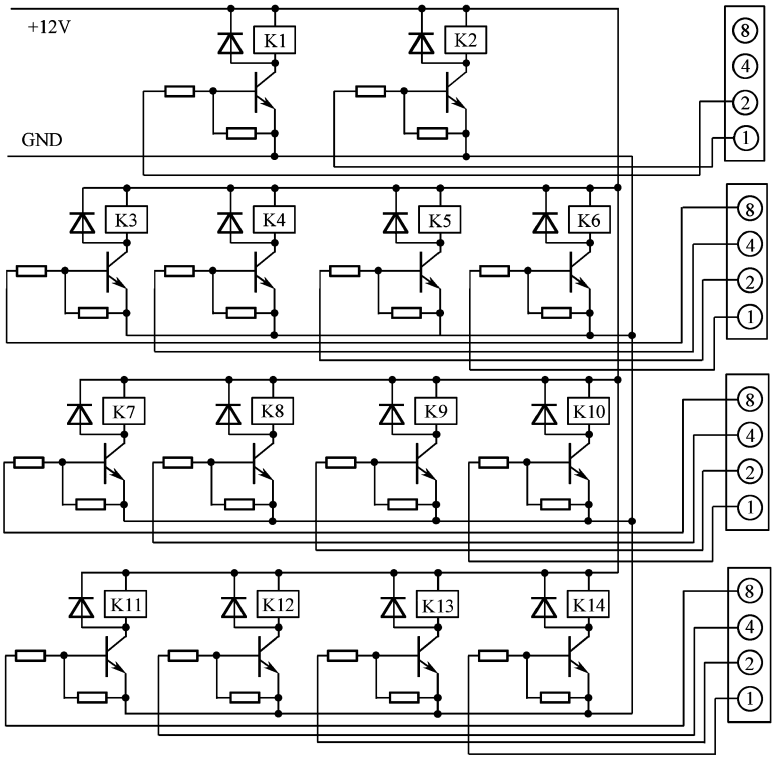


图 1.5　切换电路

对应百毫安、十毫安、毫安挡位对应的电路，各励磁线圈对应的接在 8、4、2、1 拨码开关的 8、4、2、1 的端子上，拨码开关的公共端接 12V 电源正端。

如果仅仅考虑电子设计竞赛的测试，最简单的方法就是将继电器的励磁线圈直接接在拨码开关上，这样电路更简单。

由于没有采用单片机，所以没有了单片机工作时的干扰，因此电路的输出是非常干净的。

（2）切换恒流源检测电阻的解决方案

恒流源固定电流输出的方案尽管可以得到极其精确的输出电流，所付出的代价是所应用的集成稳压器数量比较多，为了减少集成稳压器的数量，每个电流数量级可以采用一个集成稳压器，用继电器控制电流检测电阻的方式，可以选用 8－4－2－1 的方式选择电流检测电阻。这种方式对于 100mA 以下的电流源是比较容易做到的，这是因为电流检测电阻值比较大（12.5Ω 以上），PCB 和继电器的寄生电阻可以忽略。而 400mA 以上的恒流源则最好是采用固定电流的恒流源的方式。图 1.6 为切换恒流源检测电阻的恒流源主电路的解决方案。

图 1.6 中的继电器触点 K1、K2、K3、K4 分别为安、百毫安、十毫安、毫安量程电流的转换触点，而 K11、K12、K21、K22、K23、K24、K31、K32、K33、K34、K41、K42、K43、K44 则分别为各量程内的电流设置触点。

在比赛中采用了每个恒流源输出固定电流的解决方案，只要准确调整各个固定恒流源单元，就可实现基本功能要求。

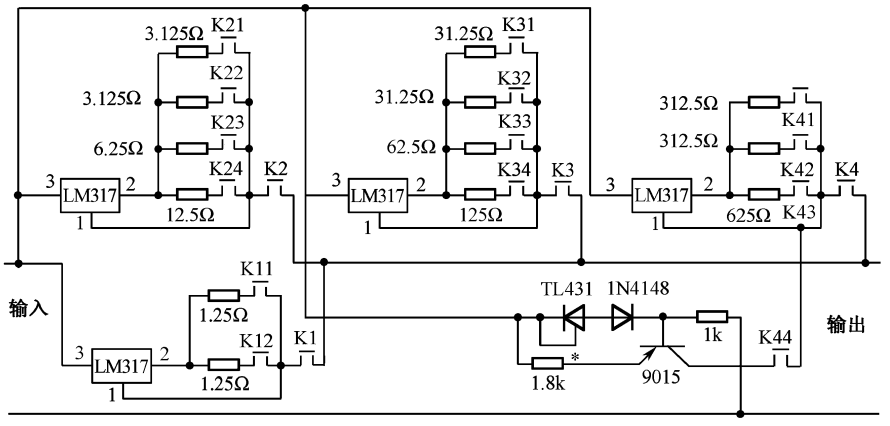


图 1.6　切换恒流源检测电阻的恒流源主电路的解决方案

1.3.2　手动设置电路和步进控制电路

1. 手动设置部分

本部分采用按键开关进行预置值设置，即在 CD40192 的预置输入端与拨码开关（BCD 码编码格式输出）相连，实现电流预置功能。由于预置输入由 CD40192 的预置端控制，在预置端设置电流时，先将预置数端 PL 加上 4 个复位按键进行设置。当电路刚接通电源时，如果按下个位、十位、百位、千位预置转换按键（4 个按键）中的某一位时，再按下 0 ~ 9 的 BCD 转换按键，即可对该位进行预置值设置。用 8 个按键进行个、十、百、千各位的手动增一和减一的操作，为了避免产生抖动脉冲，按键经过两个六施密特触发器 CD40106 进行去抖。同时，由于预置电流值上下限电路的限制，使预置的电流值只能在 0 ~ 3000mA 之间显示。

手动设置电路和步进控制电路如图 1.7 所示。

2. 步进控制部分

利用本系统中的双时钟可预置数同步可逆计数器来完成增数控制和减数控制，既简单又实用。其控制过程如下：该电路的核心是 CD40192，完成 00 ~ 99 的计数功能。设有 8 个按键开关分别实现对个位、十位、百位、千位的手动增一功能和减一功能。（如按下对十位增一操作或减一操作的按键，则可对当前的预置数值进行增 10mA 或减 10mA）。平时按键不被按下时，保持低电平使各个 CD40192 的计数加进位、计数减退位无效。当按下某个按键时，并且不被加禁位电路或减禁位电路限制时，各个 CD40192 的计数加进位或计数减退位便出现个上升沿使手动预置进位或退位有效。这样就可进行增一或减一、增十或减十、增百或减百、增千或减千，实现步进功能。若有加禁位输出或减禁位输出，为低电平，使各个 CD40192 的计数加进位、计数减退位无效。即在电流预置设定时，使之在输出零值之后，不能再进行减一操作，出现负值；在输出 2000 时再不能进行加一操作，出现大于 2000 的电流值。但本系统实际电流输出值可达到 2999mA。范围则为 0 ~ 3999mA。

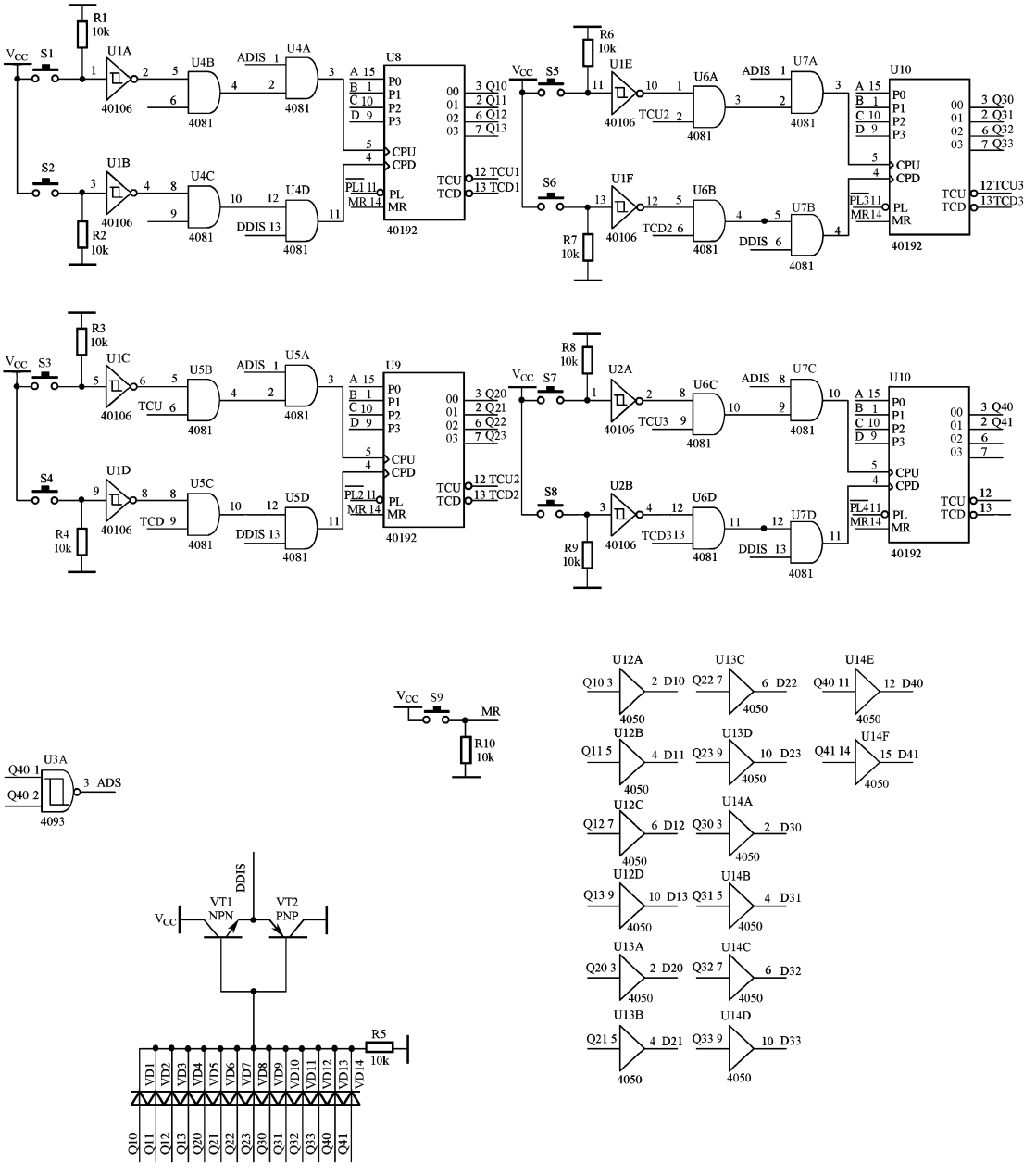


图 1.7　手动设置电路和步进控制电路

1.3.3　驱动控制电路

由于采用的是小型继电器或微型继电器，对于其驱动电路就可以不采用传统的三极管驱动继电器或 MOS 管驱动继电器，而是直接利用比较器驱动继电器，通过 CD40192 的输出值与比较器 LM339 正向输入端的电压进行比较，达到驱动继电器的目的，进而实现控制设定恒定电流源的输出值。比较器的高输入阻抗可以实现很强的抗干扰功能。

如果产生驱动继电器的电平信号高于正向输入端的端电压，则驱动继电器闭合，使对应

有输出恒定电流值的 LM317 输出相应的电流值（如驱动器 LM339 将连有输出值为 20mA 的 LM317 上的继电器闭合，则输出电流值 20mA）。若产生驱动继电器的电平信号低于正向输入端的端电压，将不能驱动继电器。驱动控制稳定电流源电路硬件连接图如图 1.8 所示。

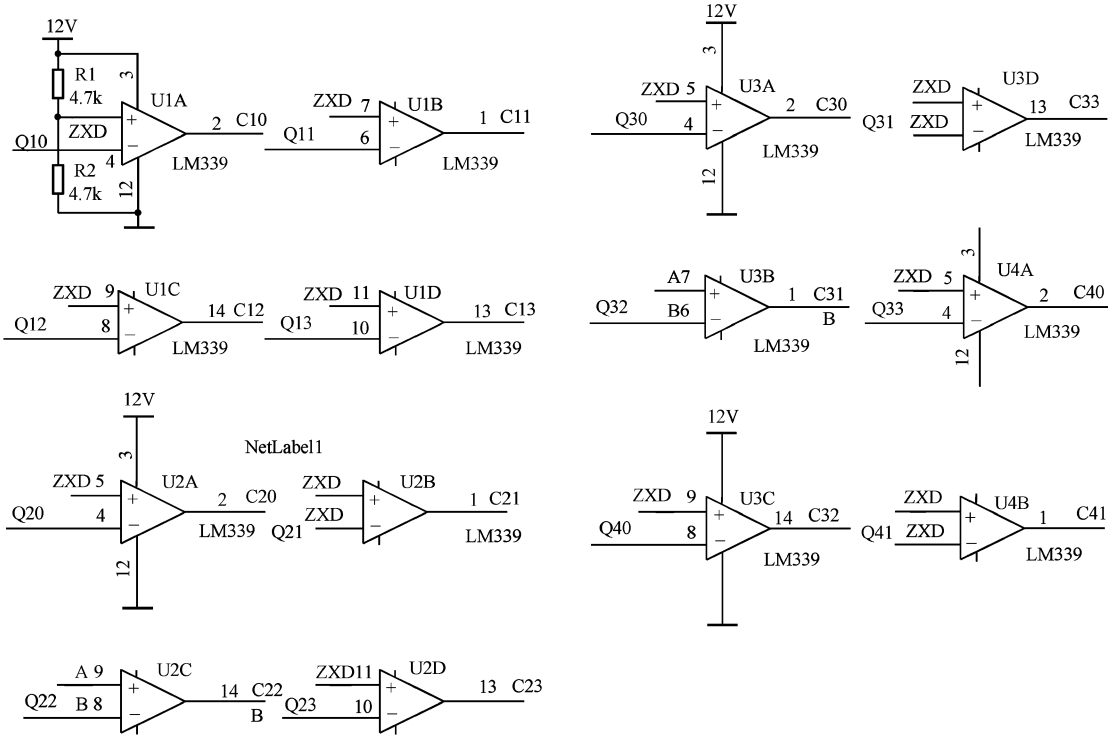


图 1.8　驱动控制稳定电流源电路硬件连接图

1.3.4　自制电源部分

自制电源部分电路主要能够给稳压电路及各部分集成电路（包括运放集成电路和数字集成电路）的供电电源。输出为 +15V。这部分常采用电源电路中包括变压器降压、桥式整流、电容滤波、三端稳压集成带电路稳压环节。此电路设计的作用是：降低电网纹波对电路的影响，其电路如图 1.9 所示。

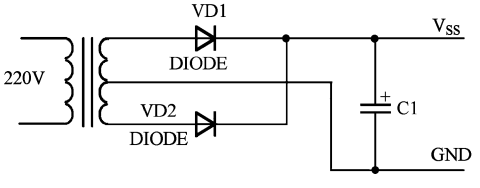


图 1.9　自制电源电路

1.3.5　预置电流值的上、下限逻辑控制电路

为了保证在 0 ~ 2000mA 之间显示，即使之在输出零值时，不能再进行减一操作，在输出 2000 时再不能进行加一操作。因此，对 CD40192 的 14 位的输出端和所有的 CD40192 的

计数向上位、计数向下位进行逻辑运算。其具体过程如下：

将手动拨码对千位、百位、十位、个位上进行增一（减一）的逻辑反向输出，分别表示个位、十位、百位的 CD40192 的进位（借位）输出端和表示对加进位（减退位）输入限制的输出位，这三者作逻辑与，表达式如下：

$$CPU = \overline{SDZ} \cdot TCU \cdot ADIS \quad CPU = \overline{SDJ} \cdot TCD \cdot DDIS$$

注意，逻辑表达式中的符号具体含义如下。

表示低 12 位的输出；

Q10 Q11 Q12 Q13 Q20 Q21 Q22 Q23 Q30 Q31 Q32 Q33 Q40 Q41：表示 CD40192 的 14 位的输出；

ADIS：表示对加进位输入限制的输出位，即

$$ADIS = Q10 + Q11 + Q12 + Q13 + Q20 + Q21 + Q22 + Q23 + Q30 + Q31 + Q32 + Q33 + Q40 + Q41$$

即分别表示个位、十位、百位、千位的 CD40192 各位的输出端的逻辑或关系；

DDIS：表示对减退位输入限制的输出位，即

$DDIS = \overline{Q40} \cdot \overline{Q41}$即表示千位上最高两位的逻辑与非关系；

TCU：分别表示个位、十位、百位的 CD40192 的进位输出端；

TCD：分别表示个位、十位、百位的 CD40192 的借位输出端；

$\overline{SDZ}$：表示手动拨码对千位、百位、十位、个位上进行增一的逻辑反向输出；

$\overline{SDJ}$：表示手动拨码对千位、百位、十位、个位上进行减一的反向输出；

CPU：分别表示千位、百位、十位的 CD40192 计数加进位的输入端；

CPD：分别表示千位、百位、十位的 CD40192 计数减退位的输入端。

为了防止输出电流降低到 0mA 时，减计数器继续工作可能出现的突然变化到最大的电流；以及为了防止电流降低到 2000mA 时，加计数器继续工作可能出现的突然变化到零的电流，需要设置 0mA 和 2000mA 上、下限逻辑控制电路，如图 1.10 所示。

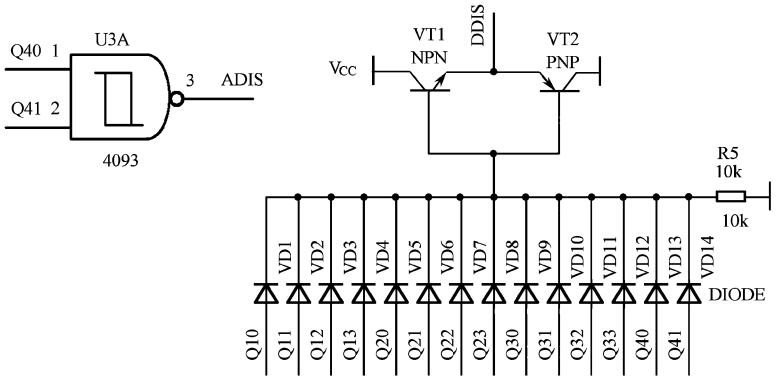


图 1.10　0mA 和 2000mA 上、下限逻辑控制电路

1.3.6　调试方法和过程

对于逻辑板的测试，运用在线测试的方法。即将 14 个输入端子、CD40192 的 14 位输出端和所有的 CD40192 的计数向上端口、计数向下端口接上相应的电平，满足逻辑板的工作

条件。当使输入端子设定为0mA，再做减一操作时，向高位借位，若输出端电压为低电平时说明逻辑正确；当使输入端子设定为2000mA，再做加一操作时，向高位进位，若输出端电压为低电平时说明逻辑正确。

同理，让双时钟可预置数同步可逆计数器的步进控制电路与显示板相接，而且在两块板各自满足工作的条件下，将4个数码管输入的端子给予译码输入，看显示数值是否正确。若译码输入与所显示的数值一样，则说明显示板能正确工作。

将系统整体搭接起来，开始按下按键送初值，看显示初值，测后级电流源输出的电流值，比较测试值与设定值的大小，看电流的设定值与测量值的绝对偏差、电流变化的绝对偏差、纹波电流值等参数是否符合要求。

1.3.7 性能指标测试与测试数据

对系统测试的结果说明如下：

按1mA、2mA、4mA、8mA、10mA、20mA、40mA、80mA、100mA、200mA、400mA、800mA、1000mA、2000mA的电流设定值的顺序，分别在空载、最大无偏差负载电压、10V负载电压3种情况下对每个设定值各测3次。其测试参数有测试电流、测试负载电压、负载电阻，如表1.2和表1.3所示。

表1.2 性能指标与测试数据（1）

设定电流（mA）	测试电流（mA）	测试负载电压（V）	负载电阻（Ω）	设定电流（mA）	测试电流（mA）	测试负载电压（V）	负载电阻（Ω）
1	1.02	0.146		80	80	0	
1	1	9.969	10600	80	80	9.655	
1	0.8	10		80	73	10	128
2	2	0		100	100	0	
2	2	9.677		100	100	9.558	
2	1.84	10	5100	100	95	10	100
4	4	0		200	200	0	
4	4	9.680		200	200	9.558	
4	3.8	10	2500	200	187	10	50
8	8	0		400	400	0	
8	8	9.677	8	400	400	9.668	
8	7.6	10	1250	400	385	10	25
10	10	0		800	800	0	
10	10	9.684		800	800	9.653	
10	9.86	10	1020	800	750	10	25
20	20	0		1000	1000	0	
20	20	9.686		1000	1000	9.658	
20	1.96	10	506	1000	940	10	10.3
40	40	0		2000	2000	0	
40	40	9.672		2000	2000	9.758	
40	38.5	10	250	2000	1.88	10	5.1

表 1.3　性能指标与测试数据（2）

设定电流值（mA）	负载电压（V）	峰—峰值（mV）	负载电阻（Ω）	纹波电流（mA）
200	5	88	24	1.8

1.3.8　结论

通过上述系统测试各项参数都满足要求，即表明系统的方案符合要求。实现起来还不需要考虑软件设计，只需要搭建好数字逻辑器件，完成逻辑关系即可。为了进一步改善系统，还需考虑改善系统参数来降低整体的功耗。

1.3.9　系统说明书

本设计实现的是数控直流电流源。设计分为 4 个模块：数码显示电路，直流电流源电路，双时钟可预置数计数器步进控制电路，0mA 和 2000mA 上、下限逻辑控制电路。运用双时钟可预置数同步可逆计数器 CD40192 的计数向上和计数向下功能完成，即加进位、减退位步进调整电流值功能。采用比较器控制继电器通/断完成直流电流源的各种输出值的设定。CD40192 直接数码显示电路可同时显示电流值。2000mA 和 0mA 上、下限逻辑控制电路能保证输出电流在 0 ~ 2000mA 范围内。

输入设备如下：各功能按键如表 1.4 所示。

表 1.4　各功能按键

预置数按键和各个位选择键及功能		九个步进按键及功能	
0 ~ 9	表示数值输入键	一键	个位的增一的操作
DAT 键	表示个位预置的选择	二键	个位的减一的操作
TEN 键	表示十位预置的选择	三键	十位的增一的操作
HUN 键	表示百位预置的选择	四键	十位的减一的操作
THOU 键	表示千位预置的选择	五键	百位的增一的操作
		六键	百位的减一的操作
		七键	千位的增一的操作
		八键	千位的减一的操作
		九键	复位键

显示功能说明：四位数码管分别显示个位、十位、百位和千位。

当给系统上电工作时，四位数码管显示初值零。此时拨下 DAT 键，同时选择相应的输入值，个位的数码管显示。同理，输入十位、百位、千位的预置值。还可通过九个步进键的选择与操作，实现对系统的输入电流的步进操作。例如，连续按下一键，则个位的数码管显示也会连续增加，同理，若连续按下其他增一键则会对十位、百位、千位连续做增一操作，十位、百位、千位的数码管显示也会连续增加。对其余四个做减一操作的按键操作时，相应的数码管显示过程是各位减一的。

当出现 0 值或 3000 值时，由于受上、下限逻辑控制电路作用，分别使 CD40192 再不能继续进行步进加操作或步进减操作。保证在 0 ~ 3000mA 之间显示。按下第九键，可对整个系统复位。

当空载测试时，直接将直流电流源电路两个输出端并接基准级的电流表（如 0.5 级电流表 C65）。若带载测试时，将负载串接在直流电流源电路两个输出端，并上毫伏表，串接基准级的电流表，便可完成对整个系统的测试。

1.4 经验与教训

在电子设计竞赛过程中，恒流源比较快地设计完成了，很多时间花在数字控制环节上，作为赛后的思考，如果仅仅是数控问题，完全可利用最简单的方法，实现试题的要求。最简单的方法就是将 4 位 8 –4 –2 –1 拨码开关接图 3.5 中电路的输入端，如果可能，可以设置最大电流限位，防止出现试题要求以外的电流。这样，图 7.5 中以后的工作就可以全部省略。由于拨码开关可以灵活地设置电流之和，以 1mA 的最小电流步进满足试题的所有要求。因此，本试题在实际参赛时的最大教训就是画蛇添足，要充分考虑参赛学生的实际能力，力求设计的简洁与最容易实现性才是顺利完成竞赛试题并取得比较好成绩的基本思路。

竞赛时，指导教师给参赛学生提出的方案就是本章叙述的方案，如果参赛学生能够很好地贯彻指导教师的意图，并且理论与实践能力均很强的话，将轻而易举地获得国家等级奖，甚至可以说从恒流源的性能角度评定应该是当时最好的方案。

非常遗憾的是，我们参赛学生的理论水平有的比较差，而且基本能力也比较差。基本反映了目前省属高校学生的基本水平，也是学生毕业后找不到工作的根本原因。当然更反映了电子设计竞赛及其他学科竞赛的必要性。

通过竞赛，指导教师应吸取的教训是：首先要加大赛前的培训，而且是亲自培训，不要指望别人培训过的学生能很好地完成你的意图，需要一个比较长的时间磨合。

在电路的实现方面，当时的失误是数字电流显示用的数字电压表没有采用独立电源，而与电流源采用同一电源，致使在检测电流的微小电压上产生很大的干扰，出现非常大的现实误差。

由于所有的数字电路选用 CMOS 数字电路，而没有采用 TTL 数字电路。致使电路由于输入阻抗极高，同时又没有采取（当时也可能没有时间考虑）补救措施，致使空间电磁干扰传入电路，使部分电路工作异常。如果采用输入阻抗低的 TTL，由于输入阻抗低可以消除空间电磁干扰，确保电路的正常工作。从这一点看，电子技术基础“数字部分”经过了近 30 年的教学过程，时至今日，还在主要讲 TTL 数字电路。其主要原因可能就是初学者很可能用 TTL 做出试验，而采用 CMOS 则可能做不出试验。

尽可能选拔高年级或层次高的学生参赛，如获省三等奖的参赛队中，两位是“三本”介于本科与专科之间层次的学生，无论从自身学习还是教学水平的要求均远比“省本”学生差很多。这个参赛队中剩下一位是“中职升本”的大三学生，由于年级低，所学知识有限，同时又因为是有过“实践经验”而“轻敌”，最后再加上队员之间的配合不理想，应该说得到省三等奖是幸运的。

第2章　2005年竞赛试题：三相正弦波变频电源（G题）

2.1　试题：　三相正弦波变频电源

2.1.1　任务

设计并制作一个三相正弦波变频电源，输出线电压有效值为36V，最大负载电流有效值为3A，负载为三相对称阻性负载（Y接法）。变频电源方框图如图2.1所示。

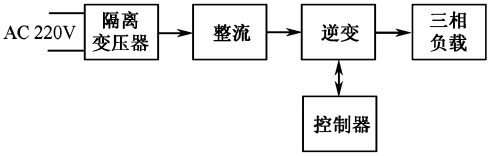


图2.1　变频电源方框图

2.1.2　要求

1. 基本要求

① 输出频率范围为20～100Hz的三相对称交流电，各相电压有效值之差小于0.5V；

② 输出电压波形应尽量接近正弦波，用示波器观察无明显失真；

③ 当输入电压为198～242V，负载电流有效值为0.5～3A时，输出线电压有效值应保持在36V，误差的绝对值小于5%；

④ 具有过流保护（输出电流有效值达3.6A时动作）、负载缺相保护及负载不对称保护（三相电流中任意两相电流之差大于0.5A时动作）功能，保护时自动切断输入交流电源。

2. 发挥部分

① 当输入电压为198～242V，负载电流有效值为0.5～3A时，输出线电压有效值应保持在36V，误差的绝对值小于1%；

② 设计制作具有测量、显示该变频电源输出电压、电流、频率和功率的电路，测量误差的绝对值小于5%；

③ 变频电源输出频率在50Hz以上时，输出相电压的失真度小于5%；

④ 其他。

2.1.3 评分标准

	项　　目	满分
基本要求	设计与总结报告：方案比较，设计与论证，理论分析与计算，电路图及有关设计文件，测试方法与仪器，测试数据及测试结果分析	50
	实际完成情况	50
发挥部分	完成第①项	10
	完成第②项	24
	完成第③项	11
	其他	5

2.1.4 说明

关于本试题的相关说明如下。

① 在调试过程中，要注意安全；

② 不能使用产生 SPWM（正弦波脉宽调制）波形的专用芯片；

③ 必要时，可以在隔离变压器前使用自耦变压器调整输入电压，可用三相电阻箱模拟负载；

④ 测量失真度时，应注意输入信号的衰减及与失真度仪的隔离等问题；

⑤ 输出功率可通过电流、电压的测量值计算。

2.2 基本设计思路

1. 试题意图与要达到的目的与理想的解决方案

本试题的目的是要让参赛学生利用单片机或 DSP，以及其他可程控器件控制三相逆变器，实现三相变频器功能。使参赛学生在单片机实时控制电力电子电路方面得到应有的锻炼。巩固与加强单片机和电力电子电路方面的知识的理解与运用，加强实践能力的培养。

2. 基本设计思路

实现本试题要求的基本思路基本可以分为以下几个方面。

三相逆变器电路的设计、开关器件的选择、开关频率设定、输出滤波器设计、保护功能的考虑；控制电路的设计。包括逆变器及驱动器的选择与设计、防止共同导通的死区时间设置、保护功能的实现；最后一个将是最困难的，即三相 SPWM 信号的形成。

3. 基本方案的确定

逆变器及驱动器采用 IR 的 Design Tips 的 DT93－6B 的“Miniaturization of the Power Electronics for Motor Drives”的技术方案；逆变器中的开关管选择 Power MOSFET，驱动器选择 IR 的三相驱动器 IC；控制电路采用计数器与 D/A 转换器组合或计数器与权电阻组合方式；应用通用比较器实现 PWM 功能；采用变压器隔离方式将交流市电转换到 36V，以确保人身安全。

2.3 逆变器与驱动电路设计思路

1. 设计思路

逆变器采用三相桥式逆变器电路结构，由于逆变器的输出线电压有效值仅为36V，所需的直流母线电压不高于65V即可。如此低的电压，开关器件无疑选择Power MOSFET，理由是对于额定电压100V以下的开关器件，Power MOSFET在性能上是最佳的，其电路如图2.2所示。

Power MOSFET可以选择市场上最容易买到、最便宜的TO－220封装的IRF540（V_{DSS}：100V；I_D：28A；$R_{DS(on)}$：0.08Ω）。图2.2中与Power MOSFET反并联的续流二极管可以用Power MOSFET的内部寄生二极管替代，所带来的问题是，这个寄生二极管的反向恢复特性远不如超快恢复二极管，而且像IRF540那样的第三代Power MOSFET对寄生二极管的du/dt有严格的限制。一般不希望寄生二极管参与导电。因此，如果选用Power MOSFET的寄生二极管作为续流二极管，就应适当降低开关频率。好在本试题要求的开关频率并不需要很高，甚至可能工作在“令人失望”的数千赫兹。

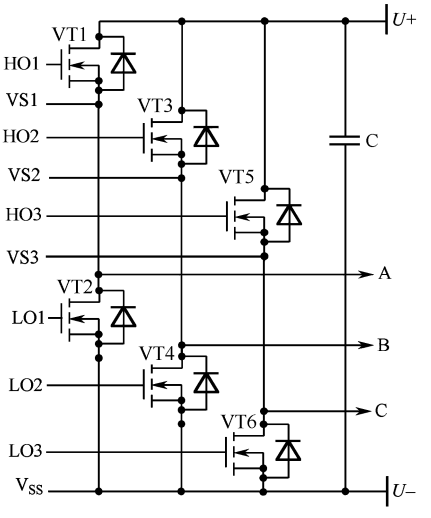


图2.2 由Power MOSFET构成的三相桥式逆变器电路

从图2.2中可以看到，低边的3个Power MOSFET（VT2、VT4、VT6）的源极均接到直流母线的负端。对于其栅极驱动信号而言，具有相同的参考电位，仅需要同一个电源为驱动信号供电；而高边的3个Power MOSFET（VT1、VT3、VT5）则是其漏极均接到直流母线的正端。而驱动Power MOSFET开关信号是加到Power MOSFET的栅极—源极之间，3个源极却是需要相互隔离的。这样高边的3个Power MOSFET（VT1、VT3、VT5）的驱动信号不仅需要高边转换电路，而且对应的电源，即需要3个高边驱动电源。

不仅如此，由于Power MOSFET的栅极—源极之间为电容性特性，对于交流电特别是栅—源电压急剧变化时，Power MOSFET的输入阻抗将是很低的。例如，C_{iss}=1000pF（仅仅是一个很小的Power MOSFET）时，在100ns从0V上升到10V需要100mA的驱动电流，差不多相当于100Ω的输入阻抗（尽管这样举例可能不大恰当），在这种特定条件下Power MOSFET的输入阻抗不再具有像《电子技术基础》“模拟部分”所描述的输入阻抗高的特点（参见康华光编写，高等教育出版社出版的《电子技术基础》“模拟部分”第四版，第155页）。因此，需要驱动电路应具有很强的驱动能力。这样高边驱动不仅需要电平变换，而且无论高、低边均需要强劲的驱动能力。

驱动电路的设计就是逆变器设计的第二个环节，无论是在实际应用中还是在电子设计竞赛中，电路的简洁至上原则是永恒的。为了使驱动电路尽可能的简洁，同时又具备试题要求的功能，应选择市面上非常好买且已经得到普遍应用的成型的驱动电路。在众多的驱动电路IC或模块中，以IR的IR2130S三相桥式逆变器驱动IC为最佳选择。

IR2130S 的最高工作电压可以达到 600V；具有 +200mA、-420mA 的驱动能力；具有高边驱动自举电路，可以用非常简单的电路获得高边驱动电源；具有过电流关闭功能，从以上性能看，IR2130S 符合试题要求，而且是最简单的解决方案。IR2130S 与图 2.2 中电路组合构成的完整电路如图 2.3 所示。

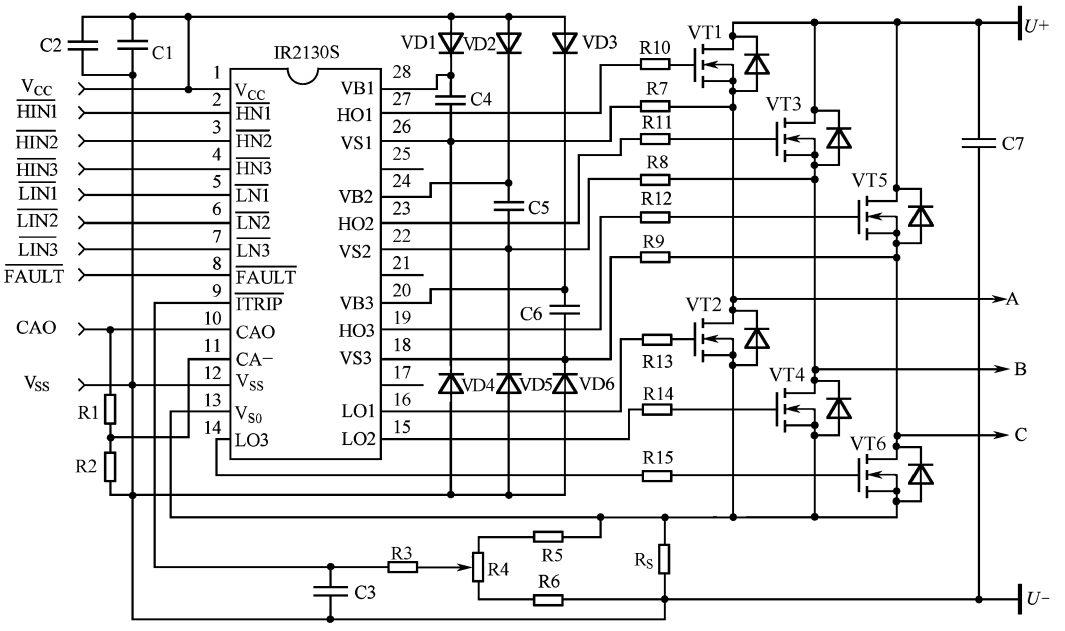


图 2.3　IR2130 与图 2.2 中电路组合构成的完整电路

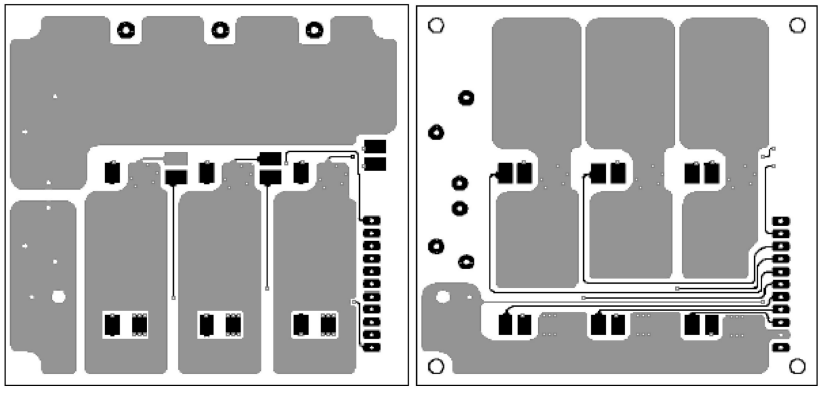
图 2.3 中，引脚 V_{CC}、$\overline{HIN1}$、$\overline{HIN2}$、$\overline{HIN3}$、$\overline{LIN1}$、$\overline{LIN2}$、$\overline{LIN3}$、$\overline{FAULT}$、CAO、V_{SS}分别为 IR2130 的电源电压、高边输入 1、高边输入 2、高边输入 3、低边输入 1、低边输入 2、低边输入 3、故障显示输出、电流放大器输出、IR2130 的电源负端；引脚 V + 、V - 为直流母线的正、负电源端。

2. 电路板图的设计

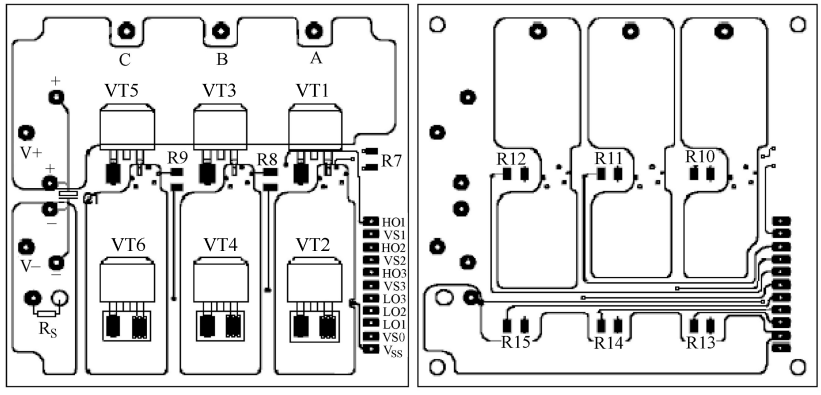
可以直接利用 IR 的 Design Tips 的 DT93 - 6B 的“Miniaturization of the Power Electronics for Motor Drives”的电路板图的设计思路或直接应用其电路板图，这样可以尽可能地减小竞赛时的工作量。电路板图的逆变器部分如图 2.4 所示。

为了简化逆变器电路板设计，可以将驱动电路部分以逆变器电路板“子板”的形式设计，即驱动电路板可以通过特定的连接方式与“主板”相连。这样逆变器的“主电路板”仅剩下 6 个 MOSFET、9 个贴片电阻和一个比较大的电阻 RS、直流母线的旁路电容器。使电路板的设计变得非常简单。当然，不要忘记的是，功率变换的电路板设计与一般小信号电路板设计思路有所不同，最主要的是需要比较宽的铜箔，使电流能够顺畅地流过。回路所包围的空间应尽可能得小，以尽量减小引线的寄生电感，减小开关损耗。最后就是如果将 MOSFET 直接焊接在电路板的铜箔上，就要考虑采用电路板上的铜箔散热，因此，对应电路板上的铜箔应保证有尽可能大的面积。这就是逆变器的“主电路板”的设计要点。

驱动电路的电路板图如图 2.5 所示。



（a）顶层电路板图　　（b）底层电路板图



（c）顶层元器件图　　（d）底层元器件图

图 2.4　逆变器部分的电路板图

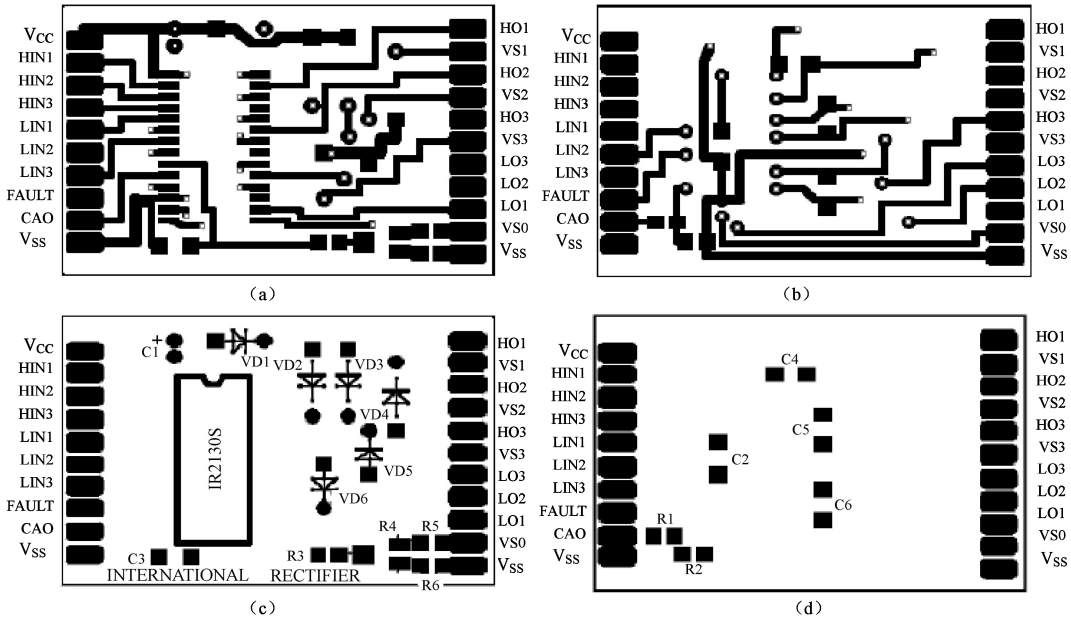


图 2.5　驱动电路的电路板图

驱动电路的电路板图设计要点是：为了尽可能地减小驱动电路板的体积，所有的元器件应选择贴片元器件，除非必须采用插件元器件。这样不仅降低了电路板的厚度，由于贴片元器件的尺寸远小于插脚元器件，而且元器件不需要引脚孔，焊盘也较小，因此占据电路板的面积也比较小。上述贴片元器件的特点，可以使电路板的尺寸大大下降。

图 2.5 中各元器件的具体数据如表 2.1 所示。

表 2.1　逆变器元器件与驱动器元器件的具体数据

器 件 序 号	器 件 型 号	封装及其他
IC1	IR2130S	SO－28DW
VT1	IFR540	TO－220
R1	9.1k	0805
R2、R3	1.0k	0805
R4	50Ω	3314G/可调电阻
R5、R6	10Ω	0805
R10、R11、R12、R13、R14、R15	100Ω	1206
R7、R8、R9	47Ω	1206
RS	0.1Ω/16W	
VD1～VD6	1N4148	D041
C2	10μF/16V，X7R 陶瓷贴片电容器	1206
C3	1nF/50V，COG 陶瓷贴片电容器	1206
C1、C4、C5、C6	1μF/16V，X7R 陶瓷贴片电容器	1206
C7	1000μF/63V 电解电容器	ϕ16×40mm

3. 开关频率的选择

开关频率的设定将是完成本试题的第三步。对于变频器的开关频率，不同时期有着不同的观念。在 IGBT 变频器实用化不久，有人便迫不急待地提出变频器高频化（如 20kHz 以上）。这种想法固然是好的，因为 400Hz 感应电动机无论从体积成本和高速运行都是 50Hz 感应电动机所无法比拟的，甚至还提出超音频感应电动机，这些感应电动机变频器的开关频率至少要工作在 10kHz 以上。

在 GTR 变频器时代，由于 GTR 的开关速度有限，开关频率一般在 1～2kHz 水平。这对于比较好地实现正弦波输出电压基本上可以满足要求。尽管当时 IGBT 在开关频率和导通损耗方面已经远远优于 GTR，对于将上千伏/数百安培的电能在数十千赫兹的频率下硬开关所产生的开关损耗也是不容忽视的。因此，经过 10 余年的应用与探索，现今用于 50Hz 感应电动机变频器的开关频率又回到数千赫兹的水平。这其中不仅有 IGBT 开关损耗的问题，更有 50Hz 感应电动机在高频载波的准正弦交流电压激励下的高频“铁耗”问题。举一个离本题比较远的实例，汽车发动机电压调节器的开关频率仅 50Hz 左右，即使是铁路机车的发动机电压调节器的开关频率也不会超过 400Hz。这足以说明，在以普通厚度的（0.2mm 以上）硅钢片作为磁路的电动机、变压器及其他电磁元件，其工作频率是不会很高的。选择比较低的开关频率有利于降低磁性材料的“铁耗”。

因此，本试题选择的开关频率应在 5kHz 以下，如 100Hz 的 30 倍：3kHz。这样既可以满足输出电压的失真度问题，又可以尽可能降低逆变器的开关损耗问题。

2.4 控制电路单元设计思路简介

控制电路单元设计包括 PWM 电路设计、死区时间的设置与实现、计数器与 D/A 转换器组合实现三相正弦波基准电压、计数器与权电阻组合方式、输出滤波器设计、稳定输出电压设计思路、负载不对称与负载缺相保护等。在电路单元设计中，可以有多种多样的实现与组合方式，各个解决方案都有着其自身特点。对于每一个电路单元，本书作者尽可能多给出几种不同的解决方案，以便读者采用最适应自己的解决方案组合。

2.5 PWM 电路设计

如果用硬件实现 PWM（脉冲宽度调制）信号的产生，通常的解决方法是，将正弦控制信号与远高于这个控制信号的“载波”信号通过比较器获得所需要的脉冲宽度调制信号。为了保证这个被调制的脉宽调制信号可以不失真地还原成模拟信号（也可以是带有能量的功率电压信号或电流信号），与正弦波控制信号相比较的“载波”信号应该是线性度良好的三角波信号。接下来的问题就是如何实现三角波发生电路与脉冲宽度调制电路。

1. 三角波发生电路

三角波发生电路可以有两种方式：一种是采用多谐振荡器与积分器构成方波—三角波发生电路；另一种是采用迟滞比较器与积分器构成方波—三角波发生电路。前者可以工作在比较高的频率，而后者，如果迟滞比较器采用集成运算放大器而不是专用的比较器，则正常的工作频率将会受到限制。

（1）采用多谐振荡器与积分器构成方波—三角波发生电路

采用多谐振荡器与积分器构成的方波—三角波发生电路如图 2.6 所示。

图 2.6 中，电路的 U1 选用 4000 系列的 CD40106（国标型号为 CC40106），U2 为优值运算放大器中的 TL080 或 TL082。电源电压选择 ±15V，即 V_{CC} = +15V，V_{EE} = −15V。CD40106 的 V_{DD} 接 +15V，V_{SS} 接 GND 而不是 −15V。

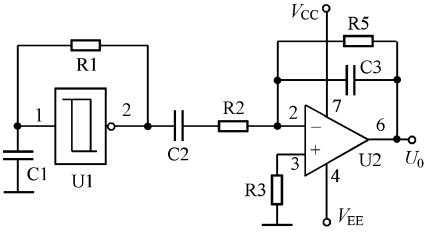


图 2.6 采用多谐振荡器与积分器构成的方波—三角波发生电路

电路参数的确定：设 U1 电源电压为 15V，U2 电源电压为 ±15V。由 U1 构成的多谐振荡器的频率为

$$f=\frac{1.2322}{R_1 \cdot C_1}$$

如果开关频率为 3kHz，R1：100kΩ，对应的电容器的电容量 C_1 = 4.017nF，选 3.9nF，则对应的 R_1 = 97kΩ。如果定时电容 C_1 选 3.9nF，定时电阻 R_1 选 100kΩ，则对应的多谐振荡器的频率为 2910Hz，对应的周期为 343.6μs，半个周期为 172μs。接近于 3000Hz，可以接受。

三角波输出电压幅度与积分电容器的选择如下。

如果正弦信号幅值为 ±5V，对应的三角波幅度应大于这个数值，可以选取 ±5.5V。这时，对应的积分电路的参数将按下述内容进行确定。

选 R_2 = 10kΩ，对应的积分电容器 C3 的电容量计算如下。

首先得出积分器输入电阻的电流，再根据集成运算放大器的虚地原理确定积分电容器的电流，最后通过积分器输出电压幅度与频率推出电容器的电容量。

考虑多谐振荡器采用4000系列CMOS数字电路，电源电压选用与集成运算放大器兼容的15V电压。为了获得正负交变的方波信号，多谐振荡器输出用电容器耦合隔离直流分量，从而得到±7.5V的对称方波。

±7.5V的对称方波被施加到积分器的输入电阻上，得到±0.75mA的输入电流。根据集成运算放大器的虚地原理，这个±0.75mA的电流将流过积分电容器。经过172μs的时间，电容器的电压变化幅度为11V，即±5.5V。所需的电容量为

$$C=\frac{I}{\Delta V}\cdot\frac{T}{2}=\frac{7.5\times10^{-3}}{11}\times\frac{172\times10^{-6}}{2}=58.63\times10^{-9}=58.63\ (\mathrm{nF})$$

可以选取聚酯电容器或其他介质的温度系数小的电容器，用一只56nF与一只2.7nF的电容器并联即可。一般的电容器的精度可以达到5%，可以满足要求，不需要进一步精确调节。

如果一定要保证输出电压精度，可以将输入电阻R2用一只9.1kΩ的固定电阻与1.5kΩ的可调电阻串联代替原来的10kΩ电阻。

用于确定积分器直流工作点的电阻R5可以选取2.2MΩ。集成运算放大器同相输入端的匹配电阻可以选择10kΩ。

从上述分析与计算中可以看到，图2.6中电路需要两只不同型号、不同电源电压的集成电路，应用起来显得稍微复杂。考虑本试题方波—三角波发生电路的频率比较低，方波输出不需要特别高的输出电压摆动速率。如果选用优值集成运算放大器的TL082，输出电压摆动速率可达13V/μs，如果选用±6.8V输出电压钳位，其输出电压转换时间约1μs，仅占整个周期的0.6%。对电路性能影响不大。但是如果应用通用集成放大器LM741或LM1458，输出电压摆动速率仅0.5V/μs，其输出电压转换时间约26μs，占整个周期的15%，这个结果是绝不允许的！

（2）采用迟滞比较器与积分器构成方波—三角波发生电路

采用迟滞比较器与积分器构成方波—三角波发生电路如图2.7所示。

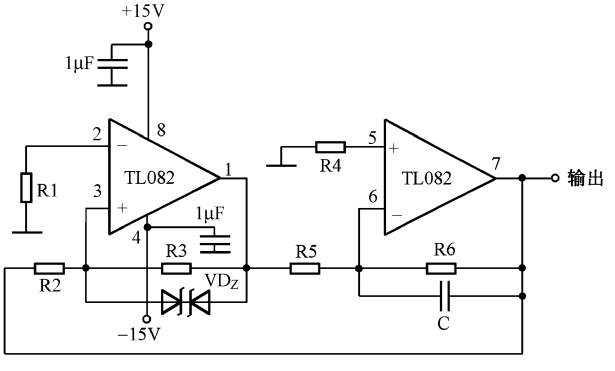


图2.7　采用迟滞比较器与积分器构成方波—三角波发生电路

迟滞比较器输出端与同相输入端所连接的限幅稳压二极管，可以选择温度系数最低的6.2V稳压值，所得到的方波输出电压约为±6.8V。

在3000Hz的开关周期时，如果积分电容器的电容量仍选择用一只56nF与一只2.7nF的电容器并联。则对应的积分器输入电阻为9.07kΩ，可以选择9.1kΩ电阻，积分器的同相输

入端的匹配电阻 R4 也为 9.1kΩ。确定积分器直流工作点电阻 R6 可以选取 2.2MΩ。

迟滞比较器的反馈电阻 R3 选择 22kΩ，积分器输出电压为 5.5V 使迟滞比较器输出电压反转，对应的方波电压与迟滞比较器的输出电压经过 R2、R3 叠加到迟滞比较器同相输入端的电压应该为零。这时迟滞比较器的输入电阻应为

$$\frac{22\times10^{3}\Omega}{6.8\text{V}}=\frac{R_3}{5.5\text{V}}$$

得 $R_3=17.94\text{k}\Omega$，选择 18kΩ。迟滞比较器的反相输入端可以直接接 GND，也可以通过匹配电阻 R1 接 GND，匹配电阻可以选 10kΩ。

2. 脉冲宽度调制电路

脉冲宽度调制电路几乎无一例外地采用通用比较器实现，而不采用集成运算放大器，主要原因是集成运算放大器的响应速度相对太慢。不仅如此，集成运算放大器的输出电压摆动速率远远不如比较器。经常应用的集成运算放大器的输出电压摆动速率一般在 1V/μs 上下，除非选用优值运算放大器（如 TL080 系列），输出电压摆动速率可以达到 10V/μs 左右。而比较器可以在数十纳秒完成输出电压的高、低电平的转换，也就是“输出电压摆动速率”可以达到每微秒数百伏，甚至更高。

从容易买到和成本低廉角度考虑，比较起来通常选用四比较器 LM339 或双比较器 LM393，也可以是单比较器 LM311。相对而言，LM311 的实际应用电路比 LM339/393 复杂一些，而且价格也可能高一点。考虑到输入信号是双极性，而最终的脉冲宽度调制信号应该是单极性。比较器的选择最好是可以输出单极性功能的比较器，如 LM311。由 LM311 构成的脉冲宽度调制电路如图 2.8 所示。

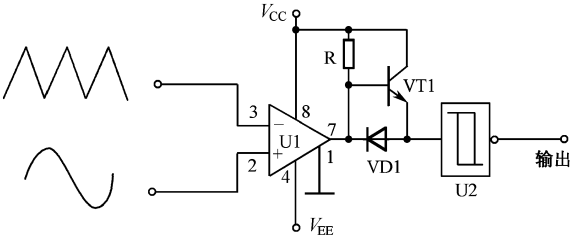


图 2.8　由 LM311 构成的脉冲宽度调制电路

3. 电路参数的确定

在本试题的解决方案中，脉冲宽度调制电路相对比较简单，利用比较器完成脉冲宽度调制功能，由于输入信号均为双极性信号，比较器的电源也应设置为正、负对称电压，即 ±15V。为了改善比较器的上升沿，设置了 R、VT1、VD 的提升电路，电阻 R 可以选择 22 ~ 30kΩ，VT1 选择 S9015（耐压 40V，高于 15V 的电源电压），二极管选择最常用的 1N4148。由于比较器输出已经变为单极性信号，因此，输出波形的整形就可以采用单电源的 4000 系列的 CMOS 数字电路，可以选用 CD40106 施密特触发器中的一个单元。

图 2.8 中电路仅仅是三相脉冲宽度调制电路中的一相。对于三相对称脉冲宽度调制电路需要 3 个图 2.8 中电路的组合，三相脉冲宽度调制电路如图 2.9 所示。

图 2.9 电路中的 A 相输入、B 相输入、C 相输入分别对应相互之间相位差 120°正弦波信号，载波输入则是共同的。A 相输出、B 相输出、C 相输出分别对应 A 相脉冲宽度调制输出、B 相脉冲宽度调制输出、C 相脉冲宽度调制输出。这个三相脉冲宽度调制信号还需经过

反相一次，以获得每相桥臂上、下 MOSFET 的相互反相的输出送到逆变器驱动电路的输入。完整的三相脉冲宽度调制电路如图 2.10 所示。

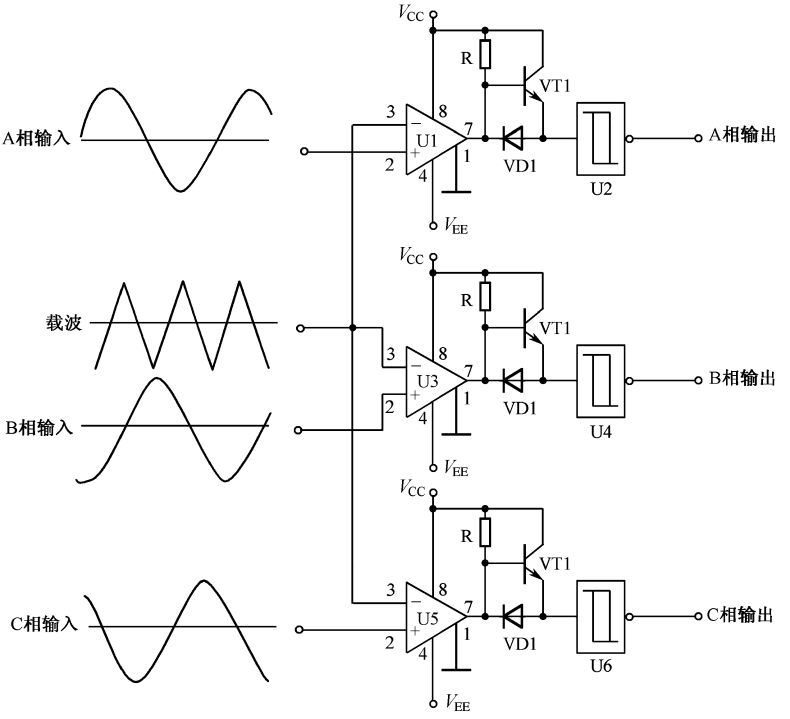


图 2.9　三相脉冲宽度调制电路

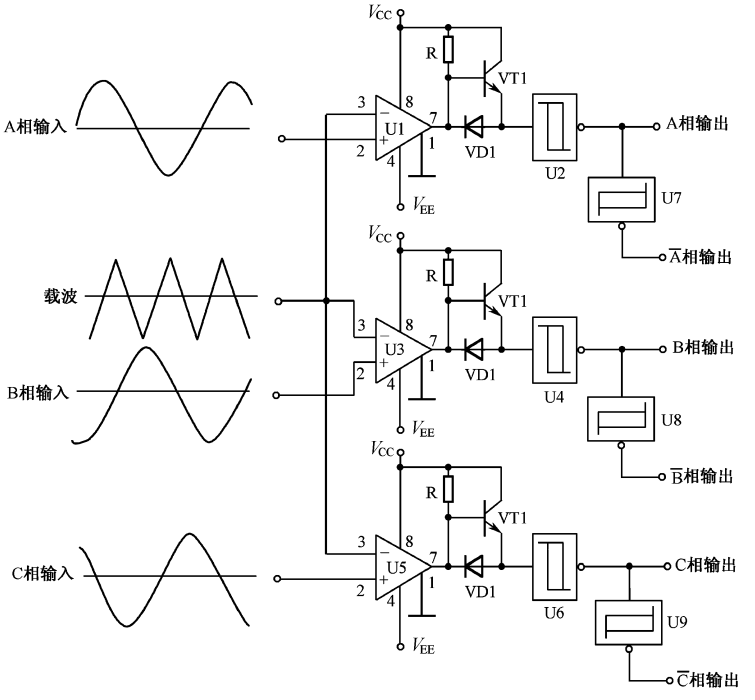


图 2.10　完整的三相脉冲宽度调制电路

图 2.10 电路中的 A、B、C、$\overline{A}$、$\overline{B}$、$\overline{C}$ 输出分别对应图 2.3 电路中的$\overline{HIN1}$、$\overline{HIN2}$、$\overline{HIN3}$、$\overline{LIN1}$、$\overline{LIN2}$、$\overline{LIN3}$输入。

如果直接将这 3 个脉冲宽度调制输出直接送入三相的驱动电路，可能会因为 MOSFET 的开关延迟而造成桥臂的两个 MOSFET 的共同导通。为了避免这个问题的出现，需要在每个脉冲调制信号的输出设置死区时间。

2.6 死区时间的设置与实现

死区时间设置电路最好用硬件电路实现为好。通常可以采用两种实现方式，通过逻辑电路延迟实现死区时间的设置或可以采用比较器电路通过延迟实现死区时间的设置。

对于标准电平的 MOSFET，在一般的情况下死区时间应选择小于 1μs，在本试题的解决方案中，考虑到种种因素，驱动 MOSFET 的速度可能不需要很高，因此，死区时间也应设置的大一些，如选择 2～3μs。图 2.2 电路和图 2.3 电路中，每个桥臂的上、下两组驱动信号的死区设置电路可以用两种电路方式实现，通过逻辑电路延迟实现死区时间的设置和采用比较器电路通过延迟实现死区时间的设置。每个上、下桥臂的带有死区时间的驱动信号对应的时序如图 2.11 所示。

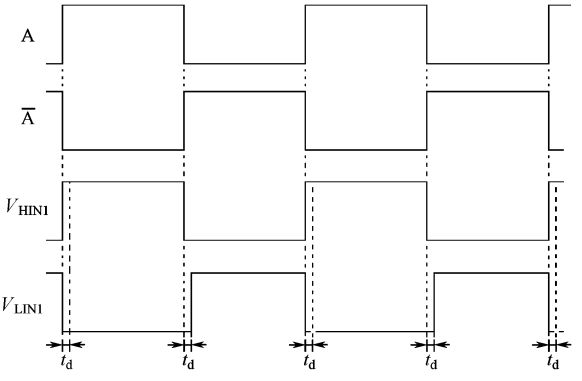


图 2.11　每个上、下桥臂的带有死区时间的驱动信号对应的时序

图 2.11 中，A、$\overline{A}$、V_{HIN1}、V_{LIN1}、t_d分别为高边脉宽调制输出、低边脉宽调制输出、驱动电路高边输入、驱动电路低边输入、死区时间。通过死区时间的设置，保证了在“死区时间”内，高、低边驱动信号均为零，确保消除共同导通现象。

很明显，获得死区时间的简单方法是驱动信号的下降沿不延迟，只延迟驱动信号的上升沿。这样，死区时间设置电路就可以通过数字电路或比较器实现。

通过数字电路延迟实现死区时间的设置如图 2.12 所示。

由于死区时间设置电路送到驱动电路是负逻辑信号，即低电平有效。死区设置电路输出需要延迟的是由高电平向低电平转换的延迟，对应的死区设置电路的输入延迟为由低电平向高电平转换的过程。

电路参数的确定：图 2.12 中数字电路可以采用 4000 系列的 CD40106 中的一个单元；死区时间选择 2～3μs，可以按 RC 时间常数 2μs 设置，可以选电阻 $R=2.2k\Omega$，电容器 $C=1nF$，电

容器应选用低温度系数介质的电容器，如聚酯电容器、COG 介质的陶瓷电容器等。二极管选 1N4148。

采用比较器电路通过延迟实现死区时间的设置如图 2.13 所示。

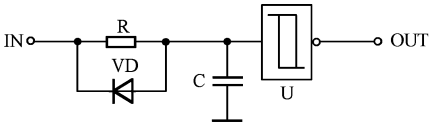


图 2.12　通过数字电路延迟实现死区时间的设置

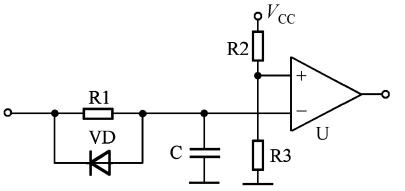


图 2.13　采用比较器电路通过延迟实现死区时间的设置

三相逆变器的死区时间设置电路如图 2.14 所示。电路参数的确定：$R_1 = 2.2\text{k}\Omega$，$R_2 = R_3 = 10\text{k}\Omega$，$C = 1\text{nF}$，比较器选 LM339。

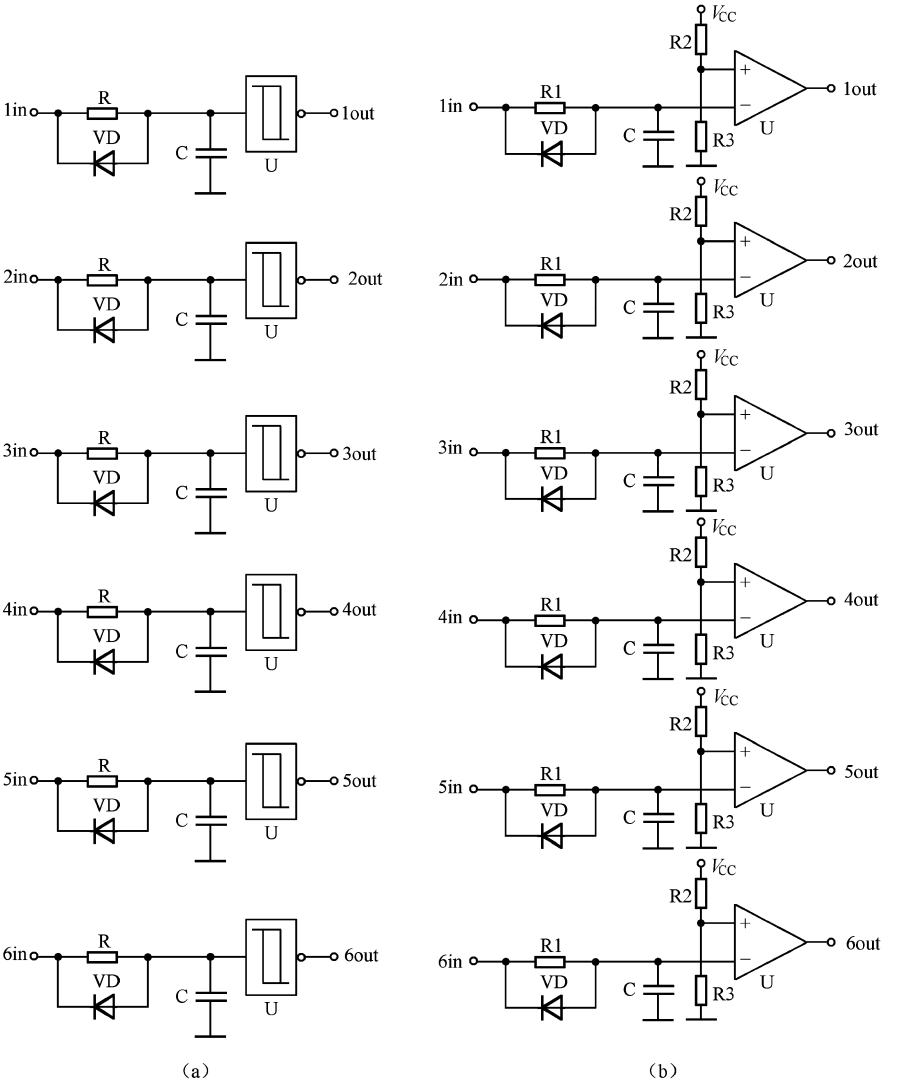


图 2.14　三相逆变器的死区时间设置电路

接下来的问题就是如何获得频率可调的三相正弦波信号，一种方法是利用计数器读取EPROM的信息，将读取的信息用D/A转换为模拟信号；另一种方法是计数器与权电阻的组合，得到三相正弦波信号。

2.7 计数器与D/A转换器组合实现三相正弦波基准电压

利用计数器读取EPROM，再将读取的信息用D/A转换为模拟信号的设计思路为：用两只4位二进制计数器CD40192级联构成8位二进制计数器。计数器的8位输出送EPROM的低8位的地址线，其余的地址线接地，用来读取EPROM所存储的数据。在EPROM中存有可以输出正弦波信号的数据。将从EPROM读取的数据送D/A转换器（如DAC0832）转换成模拟正弦波信号。在这里可以采用直通方式：当ILE接高电平，$\overline{CS}$、$\overline{WR1}$、$\overline{WR2}$和$\overline{XFER}$都接数字地时，DAC处于直通方式，8位数字量一旦到达D7～D0输入端，就立即加到8位D/A转换器，被转换成模拟量。例如，在构成波形发生器的场合，就要用到这种方式，即把要产生基本波形的数据存在ROM中，连续取出送到DAC去转换成电压信号。EPROM与DAC的组合电路如图2.15所示。

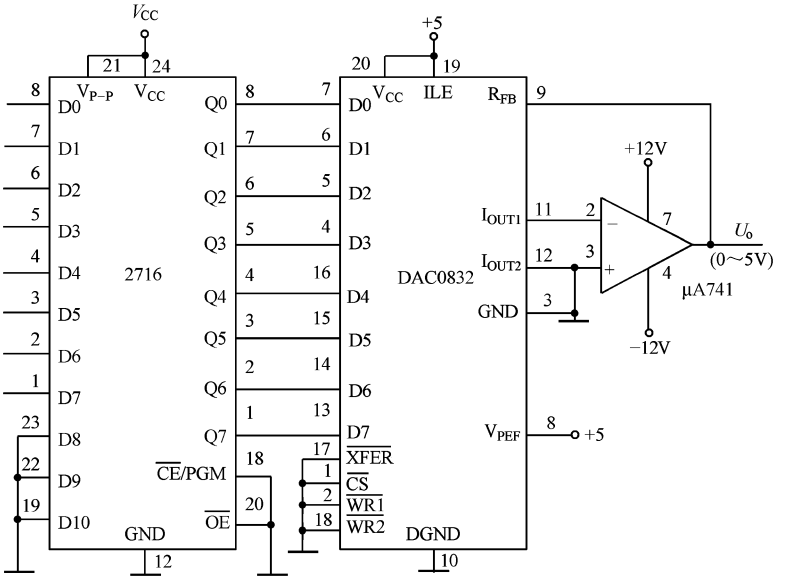


图2.15 EPROM与DAC的组合电路

用3个EPROM，分别写入120°相位差的数据。用8位计数器输出的同时读取3个EPROM信号，再经过3个DAC0832的D/A转换，就可以得到3个相位差互为120°的正弦波信号，其电路如图2.16所示。

图2.16电路中，计数器计满一个循环对应256个计数器输入的时钟周期，因此，电路一个周期的正弦波输出电压一共有128个阶梯，只要稍稍滤波就可以获得“完美的”正弦波电压。频率的调节仅需要改变计数器的时钟频率即可。计数器的时钟频率为正弦波输出频率的256倍。由于本试题仅需要100Hz以下的正弦波输出频率，对应的计数器时钟频率在

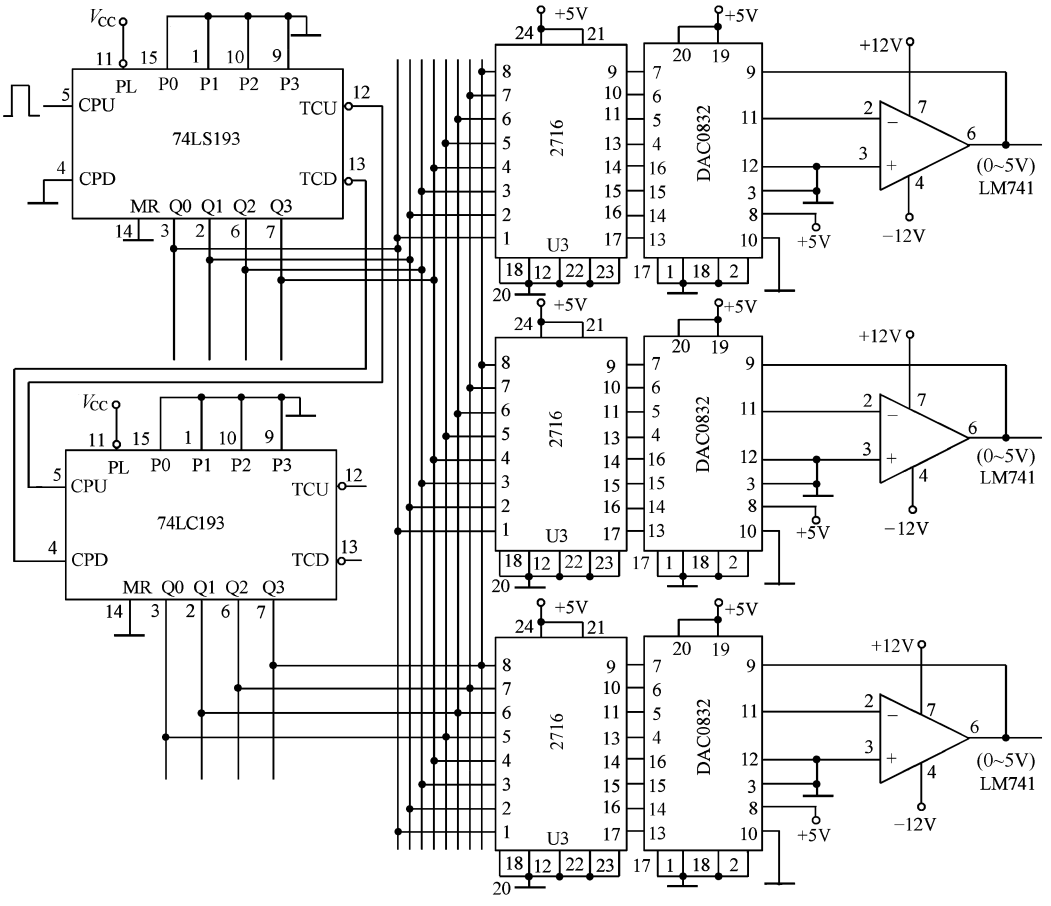


图 2.16　利用计数器与 EPROM、D/A 转换组合而成的基准正弦波产生电路

25.6kHz 以下，即使是速度比较低的 4000 系列的 CMOS 也完全可以胜任。

3 个相位差互为 120°正弦波输出电压的产生，可以在 EPROM 数据输入时将相位差考虑进去，在 3 个 DAC 输出就可以获得 3 个相位差互为 120°正弦波输出电压。这样就解决了 3 个相位差互为 120°基准正弦波电压信号的问题。

EPROM 中的正弦表格如下。

A 相表格：

```
DB 80H,83H,86H,89H,8DH,90H,93H,96H
DB 99H,9CH,9FH,0A2H,0A5H,0A8H,0ABH,0AEH
DB 0B1H,0B4H,0B7H,0BAH,0BCH,0BFH,0C2H,0C5H
DB 0C7H,0CAH,0CCH,0CFH,0D1H, 0D4H,0D6H,0D8H
DB 0DAH,0DDH,0DFH,0E1H,0E3H, 0E5H,0E7H,0E9H
DB 0EAH,0ECH,0EEH,0EFH,0F1H, 0F2H,0F4H,0F5H
DB 0F6H,0F7H,0F8H,0F9H,0FAH, 0FBH,0FCH,0FDH
DB 0FDH,0FEH,0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH,0FFH,0FFH
DB 0FFH,0FFH,0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH,0FEH,0FDH
```

```
DB 0FDH,0FCH,0FBH,0FAH,0F9H, 0F8H,0F7H,0F6H
DB 0F5H,0F4H,0F2H,0F1H,0EFH, 0EEH,0ECH,0EAH
DB 0E9H,0E7H,0E5H,0E3H,0E1H, 0DEH,0DDH,0DAH
DB 0D8H,0D6H,0D4H,0D1H,0CFH, 0CCH,0CAH,0C7H
DB 0C5H,0C2H,0BFH,0BCH,0BAH, 0B7H,0B4H,0B1H
DB 0AEH,0ABH,0A8H,0A5H,0A2H, 9FH, 9CH, 99H
DB 96H, 93H, 90H, 8DH, 89H, 86H, 83H, 80H
DB 80H, 7CH, 79H, 78H, 72H, 6FH, 6CH, 69H
DB 66H, 63H, 60H, 5DH, 5AH, 57H, 55H, 51H
DB 4EH, 4CH, 48H, 45H, 43H, 40H, 3DH, 3AH
DB 38H, 35H, 33H, 30H, 2EH, 2BH, 29H, 27H
DB 25H, 22H, 20H, 1EH, 1CH, 1AH, 18H, 16H
DB 15H, 13H, 11H, 10H, 0EH, 0DH, 0BH, 0AH
DB 09H, 08H, 07H, 06H, 05H, 04H, 03H, 02H
DB 02H, 01H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H
DB 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 01H, 02H
DB 02H, 03H, 04H, 05H, 06H, 07H, 08H, 09H
DB 0AH, 0BH, 0DH, 0EH, 10H, 11H, 13H, 15H
DB 16H, 18H, 1AH, 1CH, 1EH, 20H, 22H, 25H
DB 27H, 29H, 2BH, 2EH, 30H, 33H, 35H, 38H
DB 3AH, 3DH, 40H, 43H, 45H, 48H, 4CH, 4EH
DB 51H, 55H, 57H, 5AH, 5DH, 60H, 63H, 66H
DB 69H, 6CH, 6FH, 72H, 76H, 79H, 7CH, 80H
```

B 相表格：

```
DB 0ECH,0EAH,0E9H,0E7H,0E5H,0E3H,0E1H, 0DEH
DB 0DDH,0DAH,0D8H,0D6H,0D4H,0D1H,0CFH, 0CCH
DB 0CAH,0C7H, 0C5H,0C2H,0BFH,0BCH,0BAH, 0B7H
DB 0B4H,0B1H, 0AEH,0ABH,0A8H,0A5H,0A2H, 9FH
DB 9CH, 99H, 96H, 93H, 90H, 8DH, 89H, 86H
DB 83H, 80H, 80H, 7CH, 79H, 78H, 72H, 6FH
DB 6CH, 69H, 66H, 63H, 60H, 5DH, 5AH, 57H
DB 55H, 51H, 4EH, 4CH, 48H, 45H, 43H, 40H
DB 3DH, 3AH, 38H, 35H, 33H, 30H, 2EH, 2BH
DB 29H, 27H 25H, 22H, 20H, 1EH, 1CH, 1AH
DB 18H, 16H, 15H, 13H, 11H, 10H, 0EH, 0DH
DB 0BH, 0AH, 09H, 08H, 07H, 06H, 05H, 04H
DB 03H, 02H, 02H, 01H, 00H, 00H, 00H, 00H
DB 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H
DB 01H, 02H, 02H, 03H, 04H, 05H, 06H, 07H
DB 08H, 09H, 0AH, 0BH, 0DH, 0EH, 10H, 11H
DB 13H, 15H, 16H, 18H, 1AH, 1CH, 1EH, 20H
```

```
DB 22H, 25H, 27H, 29H, 2BH, 2EH, 30H, 33H
DB 35H, 38H, 3AH, 3DH, 40H, 43H, 45H, 48H
DB 4CH, 4EH, 51H, 55H, 57H, 5AH, 5DH, 60H
DB 63H, 66H, 69H, 6CH, 6FH, 72H, 76H, 79H
DB 7CH, 80H, 80H,83H,86H,89H,8DH, 90H
DB 93H,96H, 99H,9CH,9FH,0A2H,0A5H, 0A8H
DB 0ABH, 0AEH, 0B1H,0B4H,0B7H,0BAH,0BCH, 0BFH
DB 0C2H,0C5H, 0C7H,0CAH,0CCH,0CFH,0D1H, 0D4H
DB 0D6H,0D8H, 0DAH,0DDH,0DFH,0E1H,0E3H, 0E5H
DB 0E7H, 0E9H, 0EAH,0ECH,0EEH,0EFH,0F1H, 0F2H
DB 0F4H, 0F5H, 0F6H,0F7H,0F8H,0F9H,0FAH, 0FBH
DB 0FCH, 0FDH, 0FDH,0FEH,0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH
DB 0FFH,0FFH, 0FFH,0FFH,0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH
DB 0FEH,0FDH, 0FDH,0FCH,0FBH,0FAH,0F9H, 0F8H
DB 0F7H,0F6H, 0F5H,0F4H,0F2H,0F1H,0EFH, 0EEH
```

C 相表格：

```
DB 11H, 10H, 0EH, 0DH, 0BH, 0AH, 09H, 08H,
DB 07H, 06H, 05H, 04H, 03H, 02H, 02H, 01H,
DB 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H, 00H,
DB 00H, 00H, 00H, 00H, 01H, 02H, 02H, 03H,
DB 04H, 05H, 06H, 07H, 08H, 09H, 0AH, 0BH,
DB 0DH, 0EH, 10H, 11H, 13H, 15H, 16H, 18H,
DB 1AH, 1CH, 1EH, 20H, 22H, 25H, 27H, 29H,
DB 2BH, 2EH, 30H, 33H, 35H, 38H, 3AH, 3DH,
DB 40H, 43H, 45H, 48H, 4CH, 4EH, 51H, 55H,
DB 57H, 5AH, 5DH, 60H, 63H, 66H, 69H, 6CH,
DB 6FH, 72H, 76H, 79H, 7CH, 80H, 80H,83H,
DB 86H,89H,8DH,90H,93H,96H, 99H,9CH,9FH,
DB 0A2H,0A5H,0A8H,0ABH,0AEH, 0B1H,0B4H,
DB 0B7H,0BAH,0BCH,0BFH,0C2H,0C5H, 0C7H,0CAH,
DB 0CCH,0CFH,0D1H, 0D4H,0D6H,0D8H, 0DAH,0DDH,
DB 0DFH,0E1H,0E3H, 0E5H,0E7H,0E9H, 0EAH,0ECH,
DB 0EEH,0EFH,0F1H, 0F2H,0F4H,0F5H, 0F6H,0F7H,
DB 0F8H,0F9H,0FAH, 0FBH,0FCH,0FDH, 0FDH,0FEH,
DB 0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH,0FFH,
DB 0FFH,0FFH,0FFH, 0FFH,0FEH,0FDH, 0FDH,0FCH,
DB 0FBH,0FAH,0F9H, 0F8H,0F7H,0F6H, 0F5H,0F4H,
DB 0F2H,0F1H,0EFH, 0EEH,0ECH,0EAH, 0E9H,0E7H,
DB 0E5H,0E3H,0E1H, 0DEH,0DDH,0DAH, 0D8H,0D6H,
DB 0D4H,0D1H,0CFH, 0CCH,0CAH,0C7H, 0C5H,0C2H,
DB 0BFH,0BCH,0BAH, 0B7H,0B4H,0B1H, 0AEH,0ABH,
DB 0A8H,0A5H,0A2H, 9FH, 9CH, 99H, 96H, 93H,
DB 90H, 8DH, 89H, 86H, 83H, 80H, 80H, 7CH,
```

```
DB 79H, 78H, 72H, 6FH, 6CH, 69H, 66H, 63H,
DB 60H, 5DH, 5AH, 57H, 55H, 51H, 4EH, 4CH,
DB 48H, 45H, 43H, 40H, 3DH, 3AH, 38H, 35H,
DB 33H, 30H, 2EH, 2BH, 29H, 27H, 25H, 22H,
DB 20H, 1EH, 1CH, 1AH, 18H, 16H, 15H, 13H,
```

通过修改 EPROM 表格的初始值，可以获得相位差 120°的三相正弦波信号数据，并通过读取 EPROM 表格，经过 D/A 转换可以得到相位差 120°的三相正弦波基准电压信号。需要注意的是由此形成的三相正弦波信号的电平为 0～5V。在与后面的电路衔接时需要电平位移，以消除其直流分量。

2.8 计数器与权电阻组合方式

2.8.1 “基准”正弦波电压产生原理

图 2.17 所示为一个反相比例运算放大器。

$$U_o = \frac{-R_F}{R_i} U_m \qquad (2.1)$$

若 R_i为一只可编程电阻，那么 U1 为可编程增益放大器。设

$$R_i = \frac{R_F}{\sin(\omega t_i)} \quad i = 0, 1, 2, \cdots (m_f - 1) \qquad (2.2)$$

则 $U_o = U_m \sin(\omega, t_i)$（略去符号）

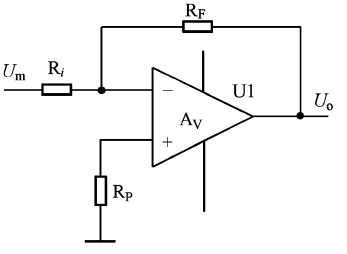


图 2.17 反相比例运算放大器

R_i与采样时刻 ωt_i 有关，i 为采样序号，U_m为正弦波的幅值。m_f为频率调制比。R_i称为加权电阻。当然，m_f越高，参考正弦的阶梯数越多，越接近理想的正弦波。实际上，m_f也不必选取过大，因为过高的开关频率，功率器件开关损耗增大；另外，m_f选取过大会使权电阻数增多，给电阻值选取带来一定困难，通常 $m_f \geqslant 10$ 即可。

2.8.2 单相“基准”正弦波发生器

单相全桥变频器通常采用两相相位相反的正弦调制波，m_f为偶数，这样逆变桥可得到倍频效果。第一组谐波集中在 $2f_s$频率附近，有利于滤波输出。权电阻为

$$R_i = \frac{R_F}{\sin\left(\frac{360°}{m_f} i + \frac{180°}{m_f}\right)} \quad i = 0, 1, 2, \cdots \mathrm{INT}\left(\frac{m_f}{4}\right) \qquad (2.3)$$

式中，INT(·)为取整函数。

由于正弦波的对称性，仅算出 $T/4$（T 为调制波周期）的权电阻即可。$m_f = 30$ 的一种电阻如图 2.18 所示。在电阻的标称系列中首先确定 m_f合适的阻值，再依式（2.3）算出 $R_1 \sim R_8$。取其最接近的标称值。若相差很远，再以串、并联修正。仅 8 只电阻工作量不大。达到 1% 的精度，即可满足设计要求。若 R_f选取得当，需要修正的电阻个数可以减少，一旦在电路实验中确定，在以后的装配中即可照此办理。

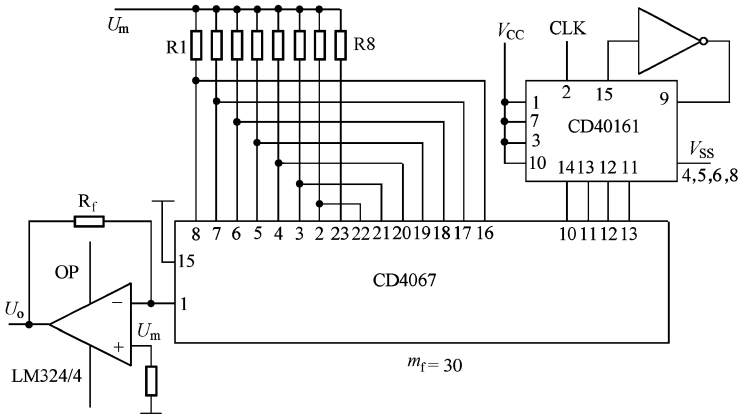


图 2.18　单相基准正弦波发生电路

图 2.18 中 CD4067 为 16 选 1 模拟开关。由于 $m_f = 30$，半周期有 15 次采样，不难理解 R8 是 $\psi t_i = 90°$时的权电阻，半周内是以 R8 为中心，两边对称。有关 CD4067 和 CD40161 的详细资料可参阅 CMOS 手册。

集成运算放大器 LM324 的输出端 U_o为 15 台阶半波正弦，由图 2.19 电路中可得到两路反相双极性的正弦调制波。

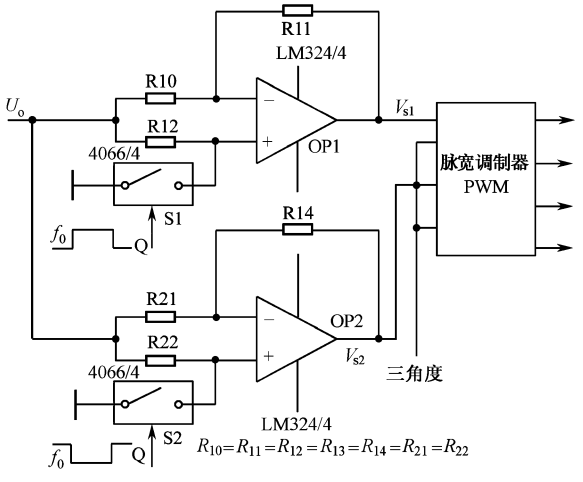


图 2.19　极性变换与脉冲宽度调制

单位增益放大器 OP1、OP2 的增益分别由模拟开关 S1、S2 控制，S1、S2 的通/断控制可由图 2.18 中的 CD40161 进位信号 2 分频得到，二者互补。当 S1、S2 接通，OP1、OP2 的增益为 −1，当 S1、S2 断开，OP1、OP2 的增益为 +1，而且 OP1 的增益为 −1 时，OP2 的增益为 +1；反之则反。所以，OP1、OP2 将半波正弦转换成正负半周对称的双极性正弦波。二者的输入波信号同为图 2.18 中的 OP 输出的正弦波 U_o。因此，OP1、OP2 的输出 V_{s1}、V_{s2}则互为反相的同频率参考正弦波。将 V_{s1}、V_{s2}送到两个比较器的同相端，反相端公用一相三角波载波信号，于是就构成了一个完整的正弦波脉宽调制器。脉宽调制器也可选用两片双端输出的 PWM 集成芯片。

调节 CD40161 的时钟频率 CLK，则调节了参考正弦波的频率。调节 U_m，则调节了参考正弦波的幅值。若该电路用于变频器，U_m即为电压调节 PID 电路的输出控制电压。时钟频率 CLK 既可手动，也可进行自动调节。变频器可方便灵活地变频、变压。

2.8.3　三相参考正弦波发生器

参考图 2.20 所示三相单极性正弦波可以发现，每 $T/6$ 的波形是重复的。因此要得到

三相正弦波调制波形，只需要具备 $T/6$ 的波形信息，就可以拼接出完整的三相正弦波调制波形。

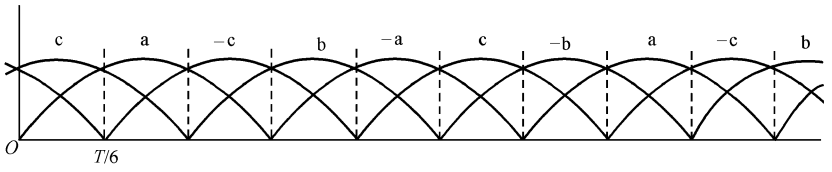


图 2.20　三相单极性正弦波

这样的优点是可以减小权电阻的数目，拼接可由集成电路完成，有利于制作完成。三相逆变器 m_f的选取原则是：m_f为奇数且为 3 的倍数。当 $m_f=27$ 时，一种产生三相 $T/6$ 波形的电路如图 2.21 所示。由此可得到完整的三相正弦波调制波形。

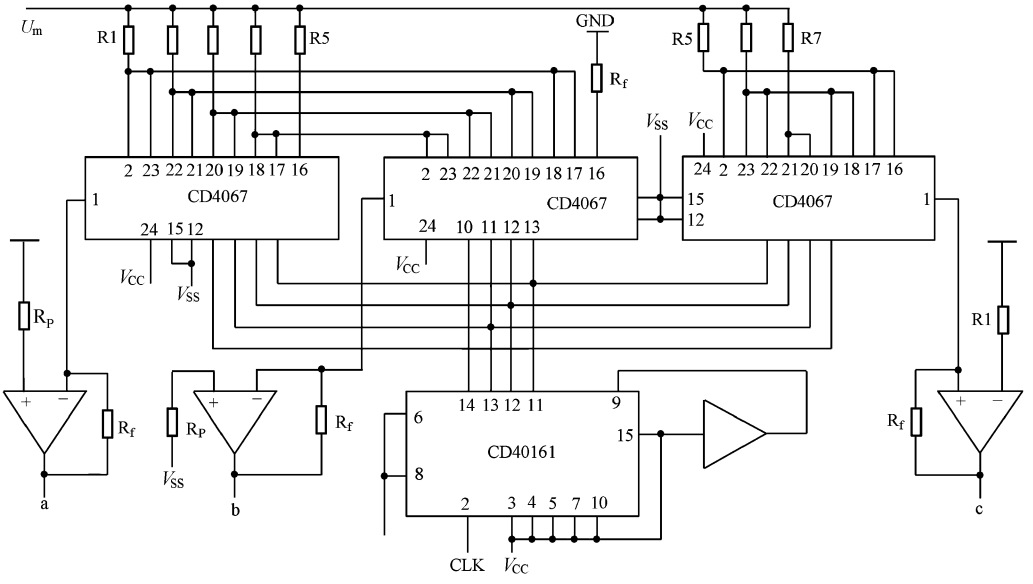


图 2.21　三相 $T/6$ 正弦波调制电路

权电阻 R_i为

$$R_i=\frac{R_f}{\sin\left[\left(\frac{3}{4}+i\right)\frac{360°}{m_f}\right]}\qquad i=0,\ 1,\ 2,\ \cdots \mathrm{INT}\left(\frac{m_f}{4}\right)\tag{2.4}$$

图 2.21 表明，三相仅用了 7 个电阻。其中，$R_7=R_f$，剩下 6 只电阻是极易选配的，要达到 1% 以上的精度并不困难。R_f分为两只相等的电阻，是为了避免多个通道同时选中时产生的并联效应。由于篇幅关系，三相正、负半周对称的正弦波调制波生成办法不再一一赘述，仅给出有关时序图（见图 2.22）和逻辑表达式。简要说明以下几点。

（1）图 2.21 中电路产生图 2.20 示出的 $T/6$ 三相参考正弦波最基本的波形信息 x、y、z 工作原理，见 2.7 节所述。剩下的问题就是如何对 x、y、z 进行编排组成三相对称参考正弦波。

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x & y & z \\ z & y & x \\ y & x & z \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ S \\ T \end{bmatrix} [U \quad V \quad W] \tag{2.5}$$

（2）图 2.22 中，CLK 为时钟信号，CLK1 = CLK9，即 CLK1 为时钟信号的 9 分频；R = CLK1/3，R 是 CLK1 的三分频；波形 S、T、U、V、W 的意义依次类推。

（3）x、y、z 波形意义前已述及，它们是单极性模拟量：R、S、T、U、V、W 为开关量。这些开关量可以由合适的计数器、触发器分别产生。

（4）在 x、y、z 的基础上欲获取 a 相双极性的参考正弦波，在图 2.22 中可用波形相乘法得到，即 $u_{sa} = (xR + zS + yT)U$。

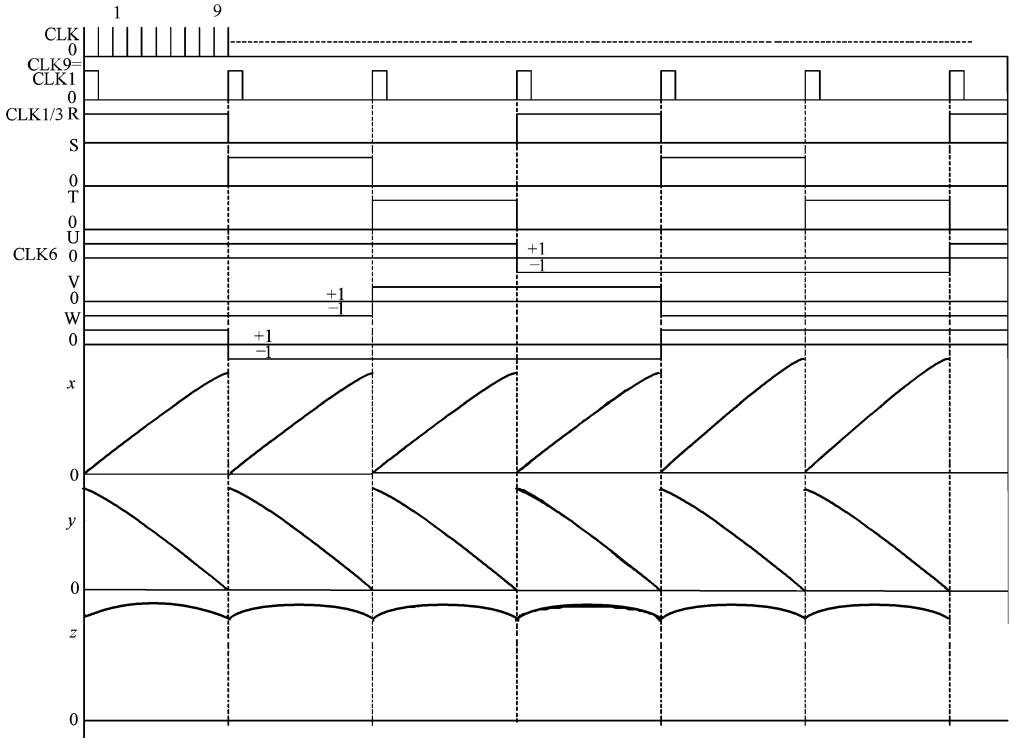


图 2.22　时序与波形关系

（5）式（2.5）抽象概括了三相参考正弦波的求取原理，其中一相的输出波形如图 2.23 所示。

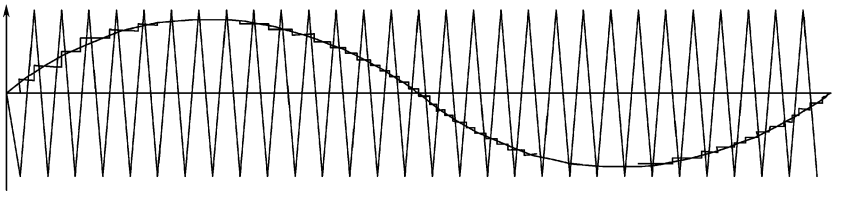


图 2.23　权电阻网络正弦脉宽发生器其中一相的输出波形

2.9 输出滤波器设计

输出滤波器是将逆变器输出的脉冲宽度调制的功率脉冲转换为模拟电压，作为逆变器的最终输出。输出滤波器也可以认为是一种低通滤波器，与小信号电路的低通滤波器不同的是，逆变器的输出滤波器不仅要“滤除”不需要的高频分量，而且还要在滤除不需要的高频分量的同时，通过的频带所传输的功率产生的损耗要尽可能低。因此，传统的 RC 低通滤波电路在这里不能应用，而需要采用几乎没有损耗的 LC 低通滤波器。

根据试题对失真度的要求，选择输出滤波器的截止频率为开关频率的 1/10，即 300Hz。这样开关频率计更高频率的交流分量将被衰减 40dB 以上，可以满足试题要求。在没有特殊要求的情况下，滤波器可以采用单极点滤波器。负载选中间电流值 1.5A，对应的负载电阻为

$$R_{\mathrm{L}}=\frac{36}{\sqrt{3}\times 1.5}\approx 13(\Omega)$$

输出滤波电容器的电容量为

$$C=\frac{1}{\sqrt{2}\cdot R_{\mathrm{L}}\cdot \omega_{\mathrm{o}}}=\frac{1}{\sqrt{2}\times 13\times 2\pi\times 300}=2.89\times 10^{-5}(\mathrm{F})=28.9(\mu\mathrm{F})\approx 30(\mu\mathrm{F})$$

可以选用 13 只介质材料为 X7R、电容量为 2.2μ 现/50V 的陶瓷贴片电容器并联。

输出滤波电感的电感量为

$$L=\sqrt{2}\cdot\frac{R_{\mathrm{L}}}{\omega_{\mathrm{o}}}=\sqrt{2}\times\frac{13}{2\pi\times 300}=0.00159(\mathrm{H})=1.59(\mathrm{mH})\approx 1.5(\mathrm{mH})$$

电感额定电流应为交流有效值 3A，对应的峰值不饱和电流为 5A。

输出滤波器电路如图 2.24 所示。

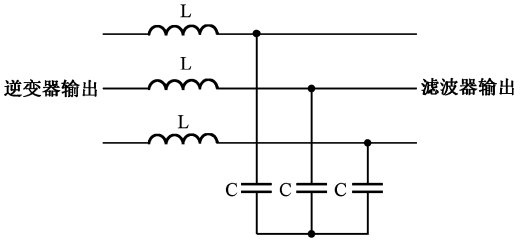


图 2.24　输出滤波器电路

2.10 稳定输出电压设计思路

由于输出是三相交流电，如果采用交流信号反馈，将需要三路反馈电路，将会使电路变得复杂。最简单的方法是在直流母线上加入 DC/DC 转换器，调节直流母线电压来间接调节输出电压，抑制输入电压的变化给逆变器输出电压带来的变化。可以将隔离变压器次级输出电压调节到 40V，在 220V 输入电压时，次级整流滤波输出电压约为 52V，在市电为 198V 时，次级整流滤波输出电压约为 46V，可以很方便地经过 DC/DC 转换器将直流母线电压“稳定”在 41～42V DC。输出电压稳定电路框图如图 2.25 所示。

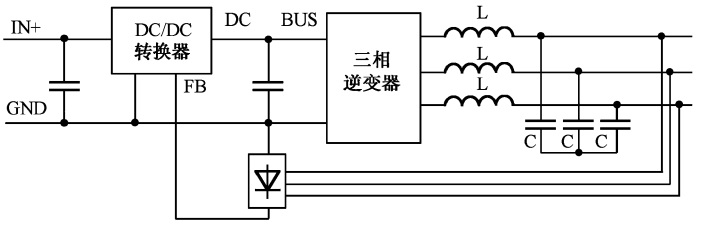


图 2.25　输出电压稳定电路框图

这样，将逆变器输出电压经过三相桥式整流并稍加滤波后，即可作为输出电压的反馈。

2.11　负载不对称与负载缺相保护

如果三相负载接成 Y 形接法，在三相不平衡负载条件下将会出现中点偏移，产生各相电压有效值不相等的不正常工作状态。因此，设置三相负载不平衡保护是非常必要的。

三相负载不平衡检测可以采用检测电流方式，其具体电路如图 2.26 所示。

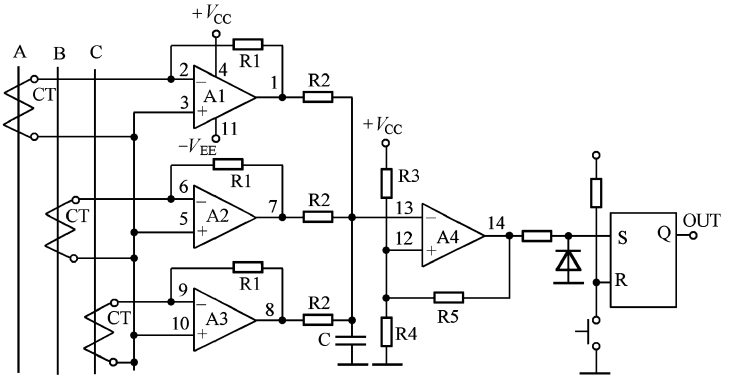


图 2.26　采用检测电流方式的三相负载不平衡检测电路

为了确保电流互感器 CT 在低频率时不出现磁路饱和问题，电流互感器输出采用电流输入式反相放大器电路形式。这样，根据集成运算放大器虚地原理，电流互感器的输出将被集成运算放大器输入端的虚地“短路”，电流互感器次级输出电压为“零”。即使是在低频条件下，所需要的磁感应强度也将很低。因此，可以确保电流互感器在任何工作状态下都不会出现磁路饱和现象。

我们知道，3 个相差互为 120°的正弦波电压叠加后电压为零。如果三相电流相同，叠加在放大器 A4 的反相输入端的电压为零。当三相电流不平衡时，放大器 A1、A2 和 A3 的输出电压也将随之出现不平衡的现象。这个不平衡现象随着三相不平衡负载电流的加剧而增加。当不平衡电流作用在放大器 A4 反相输入端获得的电压达到设置值时，放大器 A4 输出低电位，反相后送 IR2130 的 ITRIP 端实现负载不平衡保护功能。这个过电流保护功能需要具有自锁功能，因此，需要在放大器 A4 输出端接锁存器。当需要解除过电流保护的锁定时，按动复位按钮即可。

2.12 隔离变压器与整流器部分的解决方案

为了确保参赛队员的人身安全，试题选用了 36V 有效值输出的安全电压。将市电的 220V 交流电转换成相应的直流电压，可以用自耦调压器和隔离变压器实现，从安全角度考虑，隔离变压器是最好的选择。最简单的办法就是设法找到符合试题要求的 300VA/220V/36V 的控制变压器。

整流器可以选择单相桥式整流电路，如果自制隔离变压器，也可以采用单相全波整流电路。通常整流器的额定电流应按输出电流平均值的 3～10 倍选择。考虑逆变器输出功率为 $3A \times \sqrt{3} = 5.2A$，对应的整流输出平均值电流与这个数值相近，如果选择单相桥式整流电路，整流器的额定电流应为 18～50A，如果选择 50A 嫌太大，可以按 3 倍电流选择，即额定电流为 15A 或 20A 的整流桥。额定电压选择 100～200V 即可。由于没有效率方面的限制，整流桥可以选择最普通的硅二极管整流桥。

关于电容器的选择与应用方面，有两点需要注意：首先是电容器的额定电压要留有足够的裕量，以防止由于误操作或电源电压的变化导致整流输出电压超过电容器的额定电压；其次需要注意的是在选择电容器时要知道所选的电容器允许流过的有效值电流是多少，如果这个电流过小将会使电容器严重发热，最终导致电容器不可逆的损坏。

本试题中流过整流滤波电容器的纹波电流有两项：第一个电流是平滑 50Hz 电源所产生的纹波电流，这个电流大约是整流输出平均值电流的 1.5～2 倍，在本试题中将达到 7～10A；流过整流滤波电容器的第二个电流是旁路逆变器的开关电流与输出电流。这个电流值将不低于输出电流有效值。两项电流叠加的结果就是流过整流滤波电容器的纹波电流。尽管不是代数相加，至少不会低于其中比较大的那一项，也就是说流过整流滤波电容器的纹波电流至少为7～10A。

考虑市电电压 +10% 波动的影响，如果选择变压器次级 36V 电压，则整流滤波输出电压最高可能达到 $\sqrt{2} \times 36 \times 1.1 = 56V$，整流滤波电容器的耐压应选择 63V 以上。电容量应按 3000μF/A，至少应选择 15 000μF 的电容量。如果仅仅考虑电容量，可以直接选择单只的 15 000μF/63V 的电解电容器，但是通过查电解电容器的数据可以知道，一般的 15 000μF/63V 电解电容器可允许的纹波电流为 7～10A。考虑实际允许的纹波电流不超过额定电流的 3 倍左右，选用单只电解电容器是可以满足要求的。如果弄不到这样大容量的电解电容器，可以采用两只 10 000μF/63V 电解电容器并联实现，甚至可以采用更多的电解电容器并联。从电路的简洁角度考虑，还是采用单只电容器为好。

2.13 更简洁的采用 D 类音频功率放大器解决方案

从以上内容看，逆变电路、驱动电路等实现起来非常复杂，所以很多学校没有完成这个试题。是否有一种极简单又可以满足要求的解决方案呢？结论是有！而且很简单，还不违背题意。

如果一定要采用开关型功率变换电路，可以用技术非常成熟的 D 类音频功率放大器实现逆变电路。实际上 D 类音频功率放大器就是一个逆变电路，所不同的是，常规的逆变电源要稳定输出电压，而 D 类音频功率放大器则是响应输入信号的随动功率变换器，只要输入信号固定，D 类音频功率放大器就是一个性能良好的逆变电源。

2.13.1　应用 LM4651/2 的解决方案

开关型音频功率放大器通常被称为 D 类音频功率放大器。D 类音频功率放大器是采用开关工作方式替代线性功率放大电路中的线性工作方式。

很长一段时间内，开关型音频功率放大器并没有得到应用，其最根本的原因主要有：缺乏开关速度快的开关功率器件、缺乏超快速 PWM 比较器、缺乏线性度非常好的三角波产生电路、缺乏开关型音频功率放大器的电路结构设计与电磁干扰的抑制技术。正因为如此，2001 年的高效率音频功率放大器试题的性能指标给得非常低。

时至今日，电子线路对音频功率放大器的效率要求越来越高，特别是电池供电的电子线路。在这种大背景下，各种型号的实用开关型音频功率放大器不断问世，使得开关型音频功率放大器进入实用化阶段，甚至作为家庭影院的音频功率放大器。

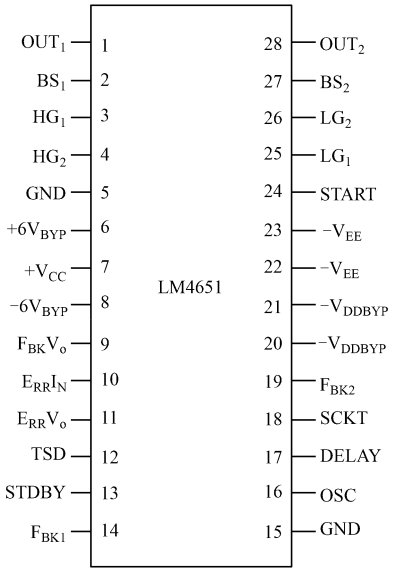


图 2.27　LM4651 的引脚功能图

根据本章涉及的逆变器性能要求，在这里作者给出了应用 LM4651/2 的解决方案。其原因是，LM4651/2 的输出功率很高，可以达到 170W，特别适合逆变器的应用。LM4651/2 最初是为音响系统中的低音炮设计的，相对而言，LM4651/2 的带宽不如后来其他型号的 D 类功率放大器，但是对于逆变器来说已经足够了。而且，后来的 D 类音频功率放大器的输出功率均小于 LM4651/2。

2.13.2　LM4651/2 简介

1. LM4651 简介

LM4651/2 是由两片 IC 个构成的 D 类音频功率放大器，其中 LM4651 是控制芯片，这个芯片完成了 D 类音频功率放大器的三角波发生电路的功能、PWM 比较器的功能、电平位移延迟功能、死区时间设定功能，还包括输出级的驱动、误差放大器和反馈放大器单元电路。LM4651 为 DIP28 脚封装，两排引脚间距为 0.5 英寸（500 密尔），也就是 12.7mm。相邻引脚间距 0.1 英寸（100 密尔）也就是 2.54mm。LM4651 的引脚功能图如图 2.27 所示。

LM4651 的引脚功能注释如表 2.2 所示。

表 2.2　LM4651 的引脚功能注释

脚　号	引脚符号	功能描述
1	OUT_1	输出到功率 MOSFET 栅极驱动电路的基准脚
2，27	BS_1，BS_2	为驱动上面的栅极 HG_1、HG_2 提供额外偏置的自举脚
3	HG_1	半桥中 1 高端栅极驱动输出
4	HG_2	半桥中 2 高端栅极驱动输出
5，15	GND	模拟地
6	$+6V_{BYP}$	模拟电路内部调节正电压输出，该脚仅用做内部调整器旁路

续表

脚　号	引脚符号	功能描述
7	$+V_{CC}$	IC 正电源电压输入
8	$-6V_{BYP}$	模拟电路内部调节负电压输出，该脚仅用做内部调整器旁路
9	$F_{BK}V_o$	反馈测量放大器输出脚
10	$E_{RR}I_N$	误差放大器反相输入脚，该脚上的输入音频信号与反馈信号相加
11	$E_{RR}V_o$	误差放大器输出脚
12	TSD	热关闭输入脚，连接 LM4652 的热关闭输出
13	STDBY	待机功能输入脚
14	F_{BK1}	反馈测量放大器，该脚必须连接到来自 V_{o1}（LM4652 第 15 脚）的反馈滤波器
16	OSC	开关频率振荡脚，调节电阻从 15.5～0Ω 变化，开关频率从 75～225kHz 变化
17	DELAY	延迟时间调整脚
18	SCKT	短路设定脚，最小设定值为 10A
19	F_{BK2}	反馈测量放大器脚，该脚必须连接到来自 V_{o2}（LM4652 的第 7 脚）的反馈滤波器
20，21	$-V_{DDBYP}$	供数字单元电路使用的调整器输出，该脚仅做旁路用
22，23	$-V_{EE}$	IC 负电源电压
24	START	启动电容输入脚，可调节调制器的诊断时序启动时间
25	LG_1	半桥中 1 低端栅极驱动器输出
26	LG_2	半桥中 2 低端栅极驱动器输出
28	OUT_2	输出到功率 MOSFET 栅极驱动器电路的基准脚

LM4651 芯片原理框图如图 2.28 所示。

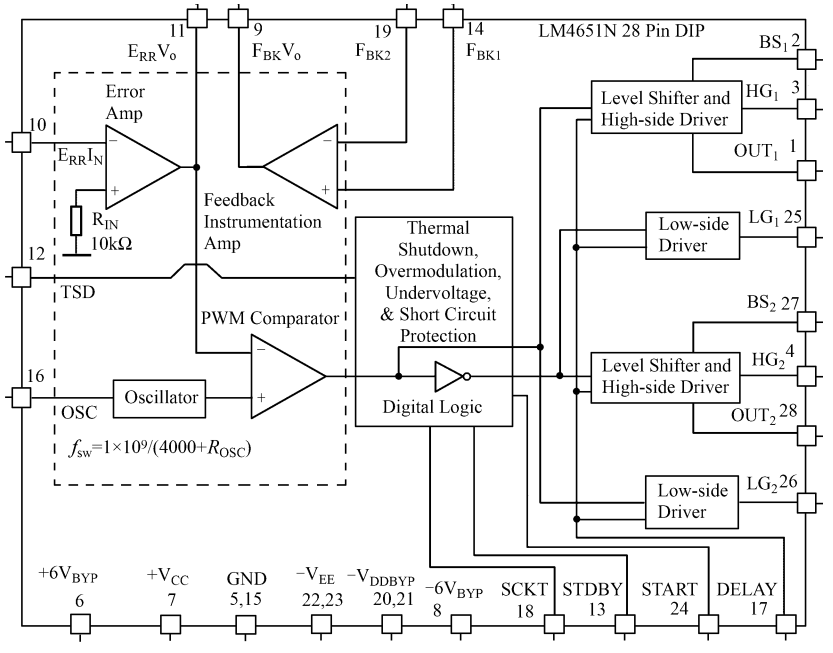


图 2.28　LM4651 芯片原理框图

LM4651 的极限参数如下。

- 电源电压：±22V；
- 功率耗散：1.5W；
- 静电电容量 100pF、放电电阻 1.5kΩ 条件下的抗静电放电能力：2000V；
- 静电电容量 220～240pF 以及以接触形式直接放电的抗静电放电能力：200V；
- 最高工作结温：150℃；
- 最高焊接温度：260℃
- 存储温度范围：－60～＋150℃；
- 管芯到环境热阻：$\theta_{JA}=52℃/W$；
- 管芯到外壳热阻：$\theta_{JC}=22℃/W$；

LM4651 的一般电参数如表 2.3 所示。

表 2.3　LM4651 的一般电参数

符　号	参　数	测 试 条 件	典 型 值	限 制 值	单　位
LM4651 与 LM4652 共同的电参数					
I_{QC}	静态电源电流	$V_{IN}=0V$，$I_O=0mA$， $R_{DLY}=0\Omega$ $R_{DLY}=10k\Omega$	 237 124		 mA mA
I_{STBY}	待机电流	$V_{PIN13}=5V$，S_{TBY}：On	17		mA
AM	待机衰减	$V_{PIN13}=5V$，S_{TBY}：On	115		dB
P_O	连续平均值输出功率	$R_L=4\Omega$，1% THD $R_L=4\Omega$，10% THD $R_L=8\Omega$，1% THD $R_L=8\Omega$，10% THD $f_{SW}=75kHz$，$R_L=4\Omega$，1% THD $f_{SW}=75kHz$，$R_L=4\Omega$，10% THD	125 155 75 90 135 170		W
η	输出功率=5W 的效率	$P_O=5W$，$R_{DLY}=5k\Omega$	55		%
η	输出功率=125W 的效率	$P_O=125W$，1% THD	85		%
THD＋N	总谐波失真加噪声	10W，10Hz≤f_{IN}≤500Hz，$A_V=18dB$	0.3		%
SNR	信噪比	22kHz 带宽，$P_O=125W$，$R_L=4\Omega$	89		dB
V_{OS}	输出失调电压	$V_{IN}=0V$，$I_O=0mA$，$R_{OFFSET}=0\Omega$	0.07		V
PSRR	电源抑制比	$R_L=4\Omega$，10Hz≤B_W≤30KHz， $+V_{CCAC}=-V_{CCAC}=1V_{RMS}$， $f_{AC}=120Hz$	37		dB
LM4651 的参数					
I_{CQ}	静态电流	LM4652 不连接，$I_O=0mA$ $\lvert V_{CC}+\rvert+\lvert V_{CC}-\rvert$，$R_{DLY}=0\Omega$	36	15 45	mA_{min} mA_{max}
V_{IL}	待机端低电平输入电压	非待机模式		0.8	V_{max}
V_{IH}	待机端高电平输入电压	待机模式	2.0	2.5	V_{min}
f_{SW}	开关频率范围	$R_{OSC}=15k\Omega$ $R_{OSC}=0k\Omega$	65 200		kHz kHz

续表

符　号	参　数	测 试 条 件	典 型 值	限 制 值	单　位
$f_{SWerror}$	50% 占空比误差	$R_{OSC}=15k\Omega$，$f_{SW}=125kHz$	1	3	%（max）
T_{dead}	死区时间	$R_{DLY}=0\Omega$	27		ns
$T_{OverMod}$	过调制保护时间	脉宽调制在 50%	310		ns

2. LM4652 简介

LM4652 是采用 15 脚（其中第 5、8、9、11、12 脚为空脚）TO－220 封装的全桥功率 MOSFET 芯片，引脚排列如图 2.29 所示。

LM46452 包含了 4 只 MOSFET，击穿电压为 $V_{(BR)DSS}=50V$，漏极电流 $I_D=10A$，通态电阻 $R_{DS(ON)}=200m\Omega$（典型值），开启电压 $V_{GS(th)}=0.85V$（典型值）。

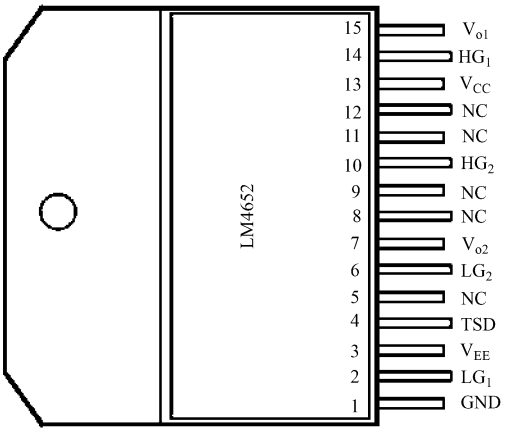


图 2.29　LM4652 的引脚排列

表 2.4 所示为 LM4652 的引脚功能注释。

表 2.4　LM4652 的引脚功能注释

脚　号	引 脚 符 号	功 能 描 述
1	GND	地端
2	LG_1	半桥低端 1，MOSFET 栅极驱动输入
3	V_{EE}	功率 MOSFET 半桥负电源电压
4	TSD	热关闭识别脚，当芯片超过 150℃时，该脚过渡到 6V
5	NC	空脚
6	LG_2	半桥低端 2，MOSFET 栅极驱动输入
7	V_{o2}	半桥—端开关输出脚
8，9	NC	空脚
10	HG_2	半桥高端 2，MOSFET 栅极驱动输入
11，12	NC	空脚
13	V_{CC}	功率 MOSFET 半桥正电源电压
14	HG_1	半桥高端 1，MOSFET 栅极驱动输入
15	V_{o1}	半桥—端开输出脚

LM4652 的极限参数如下。

- 电源电压：±22V；
- 输出电流：10A；
- 功率耗散：32W；
- 静电电容量 100pF、放电电阻 1.5kΩ 条件下的第 2、6、10、14 脚的抗静电放电能力：500V；
- 静电电容量 220～240pF 以及以接触形式直接放电的第 2、6、10、11 脚的抗静电放电能力：100V。
- 最高工作结温：150℃；
- 最高焊接温度：260℃；
- 存储温度范围：－60～＋150℃；
- 全塑封管壳的管芯到环境热阻：$\theta_{JA}=43℃/W$；
- 全塑封管壳的管芯到外壳热阻：$\theta_{JC}=2.0℃/W$；
- 外露金属基板管壳的管芯到环境热阻：$\theta_{JA}=37℃/W$；
- 外露金属基板管壳的管芯到外壳热阻：$\theta_{JC}=1.0℃/W$。

如表 2.5 所示为 LM4652 的电参数。

表 2.5　LM4652 的电参数

符　号	参　数	测 试 条 件	典 型 值	限 制 值	单　位
LM4652 的电参数					
$V_{(BR)DSS}$	漏—源极击穿电压	$V_{GS}=0V$	55		V
I_{DSS}	漏—源极漏电流	$V_{DS}=44V$，$V_{GS}=0V$	1.0		mA
$V_{GS(th)}$	栅极—源极阈值电压	$V_{DS}=V_{GS}$，$I_D=1mA$ DC	0.85		V
$R_{DS(ON)}$	漏—源极导通电阻	$V_{GS}=6V$，$I_D=6A$ DC	200	300	mΩ
t_r	上升时间	$V_{GD}=6V$ DC，$V_{DS}=40V$，$R_G=0Ω$	25		
t_f	下降时间	$V_{GD}=6V$ DC，$V_{DS}=40V$，$R_G=0Ω$	25		
I_D	最大饱和漏极电流	$V_{GS}=6V$，$V_{DS}=10V$	10	8	$A_{DC\,min}$

2.14　应用 LM4651/2 的解决方案详解

1. 电路

应用 LM4651/2 实现 D 类音频功率放大器（本节的逆变器）的电路如图 2.30 所示。

2. 电路实现要点

首先，为了提供输出滤波电路的反向电流，需要在 LM4652 的每一个 MOSFET 的漏—源极端并接肖特基二极管。

其次，由于是开关功率变换，电路会向电源索取非常高的交流电流分量，这些交流电流分量必须由电源的旁路电容器吸收。如图 2.30 所示的电路中所有的 C_B 系列电容器均为电源旁路电容器，其参数如表 2.6 所示。

3. 电路板图

由图 2.30 所示的电路图制成的电路板图及实物图如图 2.31 至图 2.34 所示。

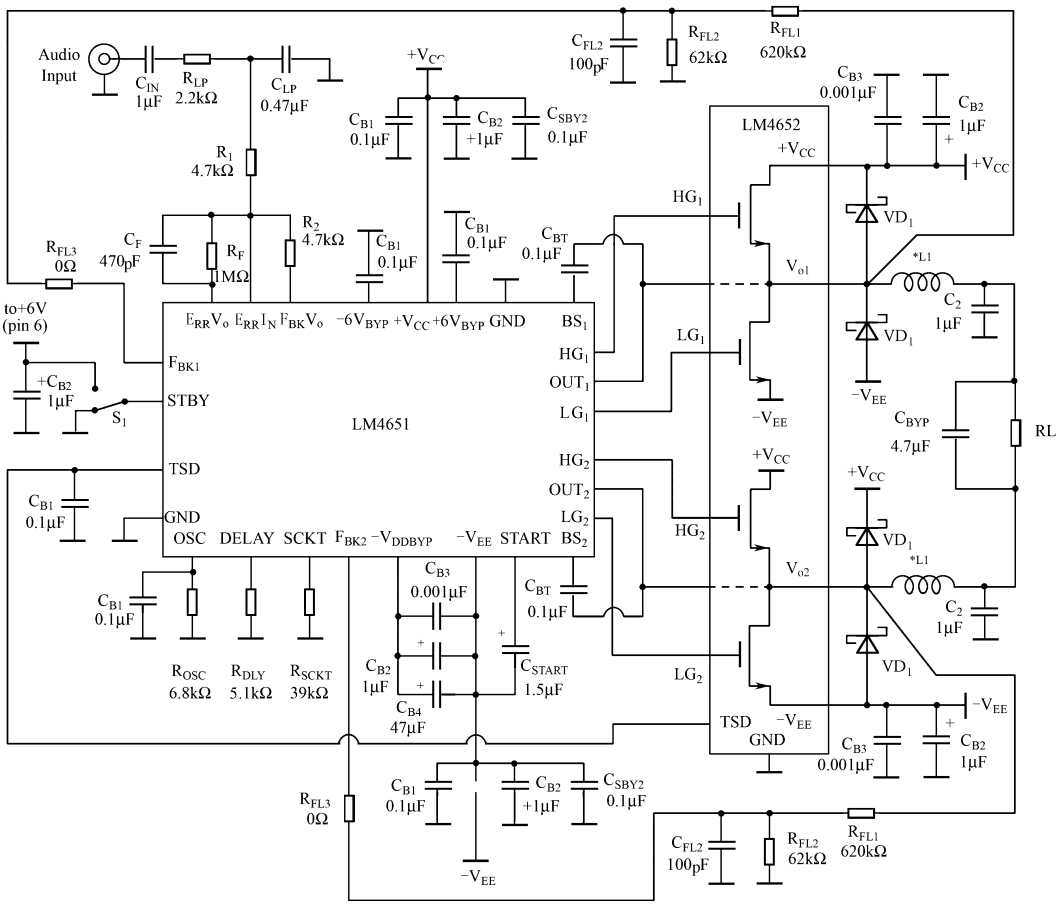


图 2.30　应用 LM4651/2 实现逆变器的电路

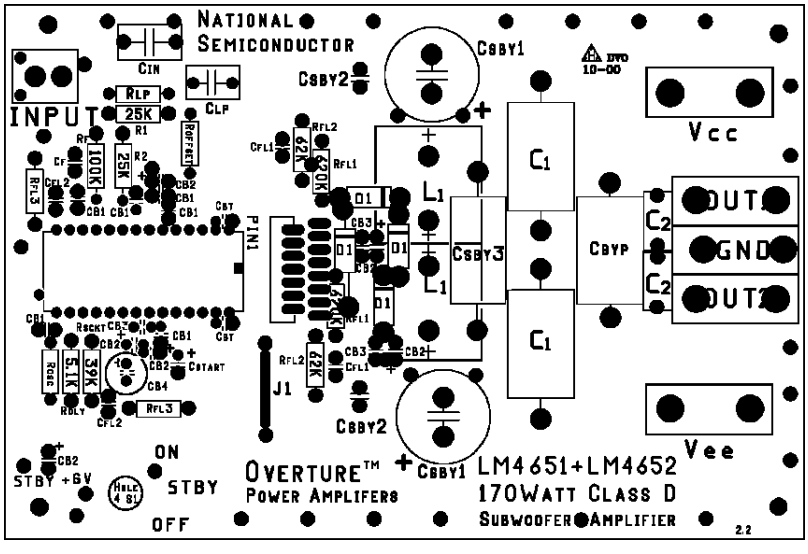


图 2.31　电路板的丝印层与焊点

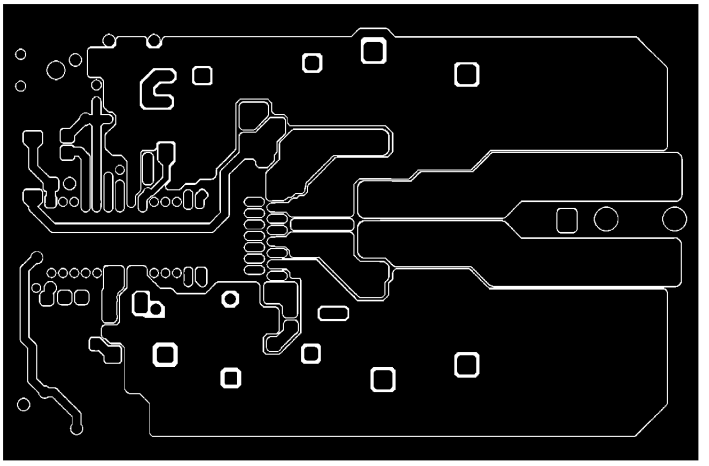


图 2.32　电路板的顶层

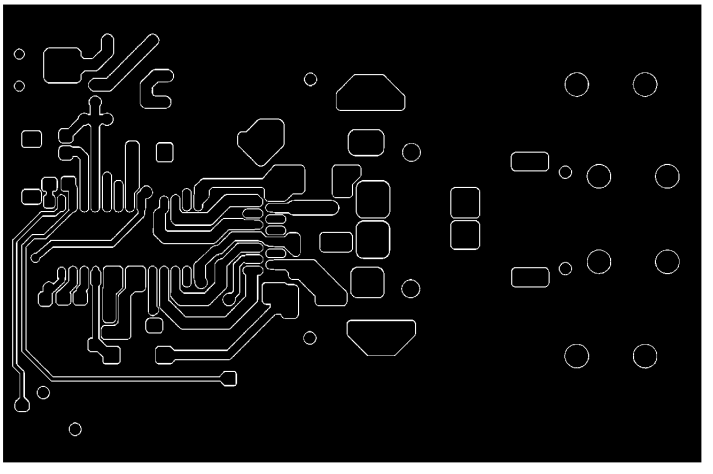


图 2.33　电路板的底层

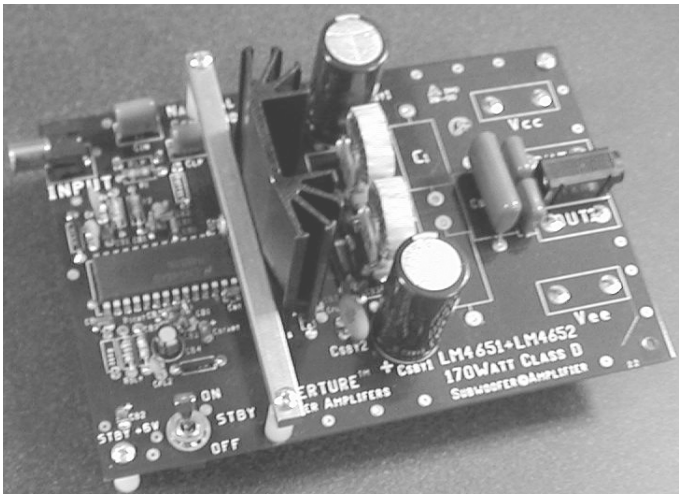


图 2.34　实物照片

电路板图设计要点：引起 D 类音频功率放大器电路电磁干扰的两大因素是电路的引线和输出滤波电感。可以通过电路板设计减小电磁干扰，如果感觉自己的设计经验不足，可以参考元器件制造商推荐的评估电路，也可以在评估电路的基础上加以修改，或者直接用评估电路的电路板图。由于 D 类音频功率放大器工作时有高速开关负载电流，因此会在电路板的引线或外接引线上产生非常高的感生电动势，这个感生电动势将产生严重的电磁干扰，严重时会使电路不能正常工作。不仅如此，由于过高的感生电动势施加到输出级的开关管上，可能会造成输出级的开关管产生过电压而被击穿。

解决的方法是尽可能地缩短带有高速开关电流的引线、电路板的布线，以减小所产生的电磁干扰的幅度；采用大平面地屏蔽技术，隔断高速开关的大电流布线对其他电路部分布线的干扰。使输出电路远离输入端，尽可能地降低空间中电磁耦合产生的机会；加强电源的高频旁路。

4. 元器件明细

图 2.30 所示的电路的元器件明细如表 2.6 所示。

表 2.6　图 2.29 所示的电路的元器件明细

符　号	量　值	容　差	类　型	电　压	数　量	型　号
R_{FL1}	620kΩ	1%	1/8 – 1/4W		2	
R_{FL2}	62kΩ	1%	1/8 – 1/4W		2	
R_{FL3}	0（短接）	1%	1/8 – 1/4W		2	
R_F	1MΩ	1%	1/8 – 1/4W		1	
R_1	4.7kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1	
R_2	4.7kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1	
R_{LP}	2.2kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1	
R_{OFFSET}	0	1%	1/8 – 1/4W		0	
R_{DLY}	5.1kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1	
R_{SCKT}	39kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1	
R_{OSC}	6.8kΩ 或 5.6kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1	
C_{IN}	1μF	10%	金属化聚酯电容器	100V	1	EF1105 – ND
C_{LP}	0.47μF	10%	金属化聚酯电容器	25V	1	EF1474 – ND
C_F	470pF	5%	陶瓷圆片电容器	25V	1	1321PH – ND
C_{FL1}	0	5%	陶瓷圆片电容器	25V	0	1319PH – ND
C_{FL2}	100pF	5%	陶瓷圆片电容器	25V	2	1313PH – ND
C_{BT}	0.1μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	2	P4924 – ND
C_{B1}	0.1μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	6	P4924 – ND
C_{B2}	1μF	10%	同侧引线钽电解电容器	35V	6	P2059 – ND
C_{B3}	0.001μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	3	P4898 – ND
C_{B4}	47μF	10% ~20%	同侧引线铝电解电容器	16V	1	P914 – ND
C_{START}	1.5μF	10%	钽同侧引线电解电容器	25V	1	P2044 – ND

续表

符　号	量　值	容　差	类　型	电　压	数　量	型　号
C_1	0	10%	金属化聚酯电容器	25V	0	
C_2	1μF	10%	金属化聚酯电容器	25V	2	EF1105 – ND
CBYP	4.7μF	10% ~20%	金属化聚酯电容器	50V	1	EF1475 – ND
C_{SBY1}	4700μF	20%	同侧引线铝电解电容器	25V	2	P5637A – ND
C_{SBY2}	0.1μF	20%	陶瓷电容器	25V	2	Disc P4201 – ND
C_{SBY3}	0	10% ~20%	金属化聚酯电容器	50V	0	
L_1	25μH	15%	高电流	5.5A	2	6702
L_1	47μH	10%	铁氧体磁芯框架	5.0A	2	PVC – 2 – 473
L_1	50μH	10%	铁氧体磁芯	5.6	2	5504
S_1	待机开关				1	1055 – TA2130
香蕉插座	香蕉插座				5	164 – 6218
散热器	Wakefield 603K, 2 “high X 2” wide, ~ 7°C/W				1	58F537 (603K)
V_{D1}	1A, 50V 肖特基二极管 (40A surge current, 8.3ms)				4	SR105CT – ND

合理选择输出滤波电感的规格、几何结构，可以有效地减小由于输出滤波电感产生的磁场干扰。应选择能够将电感绕组“完全包围”的磁芯，如罐形磁芯，以阻止电感绕组产生的磁力线散发到磁路以外的空间。可以选择直径 16mm 的罐形磁芯，为尽可能地减小磁力线的散发，磁芯的气隙应开在芯柱上，可以在购买磁芯时选择带有气隙的磁芯。

表 2.6 中的各元件可以选择国产元件，也可以选择与表中所给的元件不同的尺寸，但需要修改电路板图。

5. 输出电压幅度的控制

图 2.30 可以认为是运算放大器的应用特例。从运算放大器的基本电路可以知道，无论同相输入放大器还是反相输入放大器，或者是差动放大器，其输出电压幅值由放大器的增益和输入信号的幅值决定。一旦放大器的增益选定，放大器的输出电压幅值将仅取决于输入信号的幅值。可以通过改变输入信号幅值的方式调节输出电压幅值，方法与收音机中的音量调节相同。

2.15　三相逆变电源的实现

1. 三相逆变器的实现

利用 3 个 LM4651/2 评估电路板，通过适当地连接就可以组合成三相逆变电源。需要注意的是，LM4651/2 的输出是 BTL 方式，没有对地参考端，因此由 3 个 LM4651/2 评估电路不能直接构成三相逆变电源。要想实现三相逆变电源，需要将其转换成有共同参考端的输出方式。可以利用变压器的电器隔离功能实现三相逆变电源。其基本思路为将变压器初级的两端接到 LM4651/2 评估板的输出端，变压器的次级可以接成 Y 形联结组别，具体接法如图 2.35 所示。

2. 保护功能的实现

逆变电源的保护功能可以利用 LM4651 的待机端实现，将图 2.35 中 LM4651 的待机端全部接到一起，再接到各个保护电路，则低电平为逆变电源正常工作状态，高电平为保护状态，逆变电源工作在待机状态，没有输出电压。

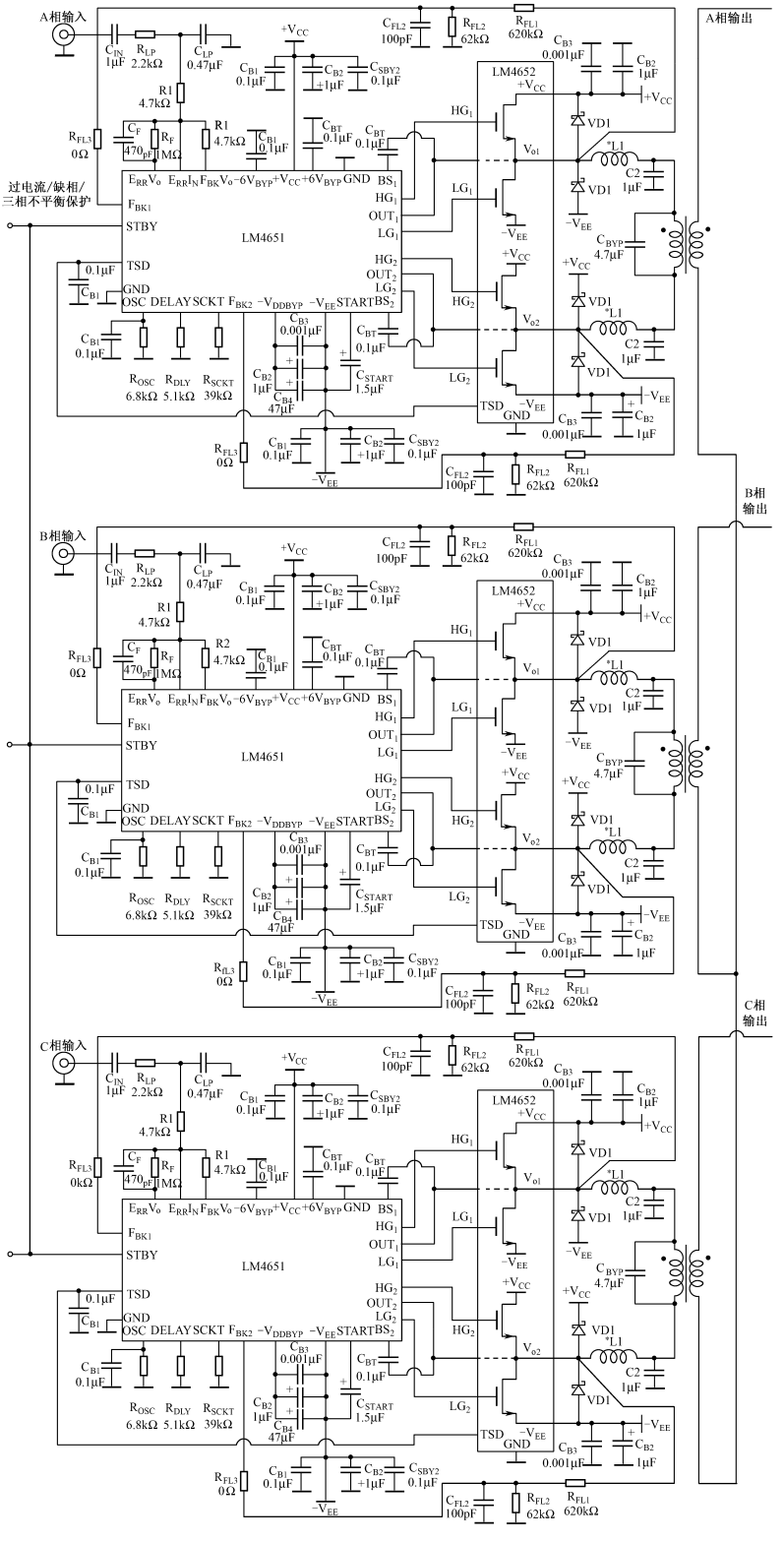


图 2.35　利用变压器的隔离功能实现三相逆变电源的电路图

3. 输出变压器设计

接下来的问题就是变压器设计，由于最低频率是30Hz，故需要按20Hz设计。试题要求输出为线电压为36V，线电流为3A，输出功率为187W。如果采用3个单相变压器，则每个变压器的输出共有功率为62.3W。由于变压器次级采用Y形接法，将会产生30°的相差，故这个环节将造成cos30°的功率因数问题，使得变压器和逆变器的容量变为72V·A，这个视在功率低于LM4651/2评估电路的170W，因此电路具有可实现性。

变压器的铁芯规格选择。由于变压器工作在20Hz，为50Hz的40%。这时变压器的铁芯规格相当于50Hz时180V·A的铁芯规格。可以选择EI型插片铁芯，如EI35×50mm，对应的有效铁芯截面积为16cm^2（其中包括铁芯的叠片系数0.9）。铁芯的磁感应强度可以选择12000GS（1200mT），对应的每伏匝数为5.86匝/V，可以选择6匝/V。

变压器次级电压为

$$U_2 = \frac{36}{\sqrt{3}} = 20.78(\text{V})$$

选21V，对应126匝。可以选择线径为1.2mm的漆包线。

变压器初级电压取决于输出功率，LM4651/2在输出电压为22V、负载电阻为4Ω时的输出功率为179W时，对应的输出有效值电压为

$$U_1 = \sqrt{P_O \cdot R_L} = \sqrt{170 \times 4} = 20.07(\text{V})$$

考虑电源电压变化为±10%，逆变电路输出电压为18V，变压器初级匝数可选108匝。选择线径为1.35mm的漆包线，为了减少漆包线的规格，也可以选择线径为1.2mm的漆包线。

第 2 篇

2007年试题

第3章　2007年竞赛试题：开关电源（E题）【本科组】

3.1　试题

3.1.1　任务

本试题的任务是设计并制作如图3.1所示的开关电源。

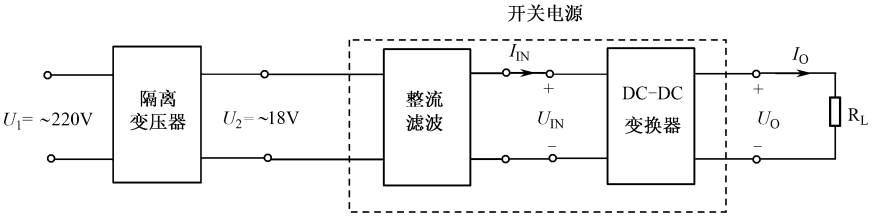


图3.1　电源框图

3.1.2　要求

本试题要求在电阻负载条件下，使电源满足下述要求。

1. 基本要求

① 输出电压 U_O 可调范围：30～36V；

② 最大输出电流 I_{Omax}：2A；

③ U_2 从15V变到21V时，电压调整率 $S_U \leqslant 2\%$（$I_O = 2A$）；

④ I_O 从0A变到2A时，负载调整率 $S_I \leqslant 5\%$（$U_2 = 18V$）；

⑤ 输出噪声纹波电压峰—峰值 $U_{OPP} \leqslant 1V$（$U_2 = 18V$，$U_O = 36V$，$I_O = 2A$）；

⑥ DC–DC变换器的效率 $\eta \geqslant 70\%$（$U_2 = 18V$，$U_O = 36V$，$I_O = 2A$）；

⑦ 具有过流保护功能，动作电流 $I_{O(th)} = 2.5 \pm 0.2A$。

2. 发挥部分

① 进一步提高电压调整率，使 $S_U \leqslant 0.2\%$（$I_O = 2A$）；

② 进一步提高负载调整率，使 $S_I \leqslant 0.5\%$（$U_2 = 18V$）；

③ 进一步提高效率，使 $\eta \geqslant 85\%$（$U_2 = 18V$，$U_O = 36V$，$I_O = 2A$）；

④ 排除过流故障后，电源能自动恢复为正常状态；

⑤ 能对输出电压进行键盘设定和步进调整，步进值为1V，同时具有输出电压、电流的测量和数字显示功能。

⑥ 其他。

3.1.3 说明

关于本试题的相关说明如下。

① DC－DC 变换器不允许使用成品模块，但可使用开关电源控制芯片。

② U_2可通过交流调压器改变 U_1来调整。DC－DC 变换器（含控制电路）只能由 U_{IN}端口供电，不得另加辅助电源。

③ 本题中的输出噪声纹波电压是指输出电压中的所有非直流成分，要求用带宽不小于20MHz 模拟示波器（AC 耦合、扫描速度 20ms/div）测量 U_{OPP}。

④ 本题中电压调整率 S_U指 U_2在指定范围内变化时，输出电压 U_O的变化率；负载调整率 S_I指 I_O在指定范围内变化时，输出电压 U_O的变化率；DC－DC 变换器效率 $\eta = P_O/P_{IN}$，其中 $P_O = U_O I_O$，$P_{IN} = U_{IN} I_{IN}$。

⑤ 电源在最大输出功率下应能连续安全工作足够长的时间（测试期间，不能出现过热等故障）。

⑥ 制作时应考虑方便测试，合理设置测试点（参考图 8.1）。

⑦ 设计报告正文中应包括系统总体框图、核心电路原理图、主要流程图、主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序和完整的测试结果用附件给出。

3.1.4 评分标准

	项　目	应包括的主要内容或考核要点	满　分
设计报告	方案论证	DC－DC 主回路拓扑；控制方法及实现方案；提高效率的方法及实现方案	8
	电路设计与参数计算	主回路器件的选择及参数计算；控制电路设计与参数计算；效率的分析及计算；保护电路设计与参数计算；数字设定及显示电路的设计	20
	测试方法与数据	测试方法；测试仪器；测试数据（着重考查方法和仪器选择的正确性以及数据是否全面、准确）	10
	测试结果分析	与设计指标进行比较，分析产生偏差的原因，并提出改进方法	5
	电路图及设计文件	重点考查完整性、规范性	7
	总分		50
基本要求	实际制作完成情况		50
发挥部分	完成第①项		10
	完成第②项		10
	完成第③项		15
	完成第④项		4
	完成第⑤项		6
	其他		5
	总分		50

3.2 电源变压器与整流滤波电路解析

本试题的开关电源采用市电供电，但是从安全角度考虑，中间需插入一个电源变压器，将220V市电变换成18V标称电压，再将这个18V标称电压整流滤波，变换成试题中开关电源需要的直流电源。

这样，解决试题的第一个任务就是完成电源变压器和整流滤波电路的设计与制作。从竞赛需要准备的元器件中可以知道，电源变压器输出电压为18V，容量为150V·A。

为了获得更好的开关电源的性能指标，需要精心设计、制作整流滤波电路。

3.2.1 整流电路结构的选择

18V电压是比较低的电压，从整流电路的效率和整流输出电压的损失角度考虑，整流电路结构应选择单相全波整流电路，电路如图3.2所示。因为单相全波整流电路仅有一个二极管的导通电压降，而单相桥式整流电路则有两个二极管的导通电压降，这对于低电压开关电源来说，最低输入电压可提高1V，整个电路设计可能就会有比较大的改变，电路性能就会有明显的提高。

但是如果电源变压器仅有一个次级绕组，整流电路只能选择单相桥式整流电路的结构，如图8.3所示，这是不得已的选择。

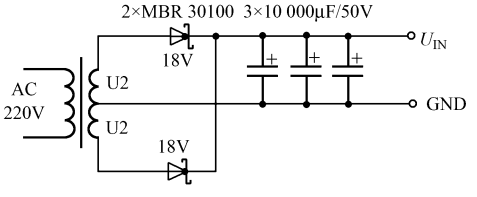


图3.2 单相全波整流电路

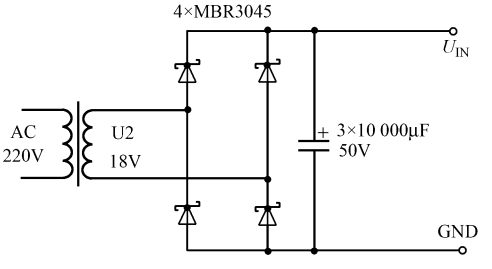


图3.3 单相桥式整流电路

3.2.2 整流器的选择

由于采用了低电压整流电路，整流器所承受的峰值电压比较低，在最高输入电压时(整流器输入电压为21V)，单相全波整流电路的整流器所承受的峰值电压为59.4V。因此，可以选用耐压100V的肖特基二极管作为整流器，这样可以降低整流器的导通电压降0.3V左右。

桥式整流电路所承受的反向电压降则为29.7V，整流器的选择必然是肖特基二极管，其耐压等级可以选择不低于40V即可。这个耐压等级的肖特基二极管的导通电压可以低至0.4V，明显低于普通硅整流二极管的1V导通电压。

采用肖特基二极管的最大好处就是可以将整流输出电压提高约1V。由于电子设计竞赛是不计成本的，所以选择导通电压低的肖特基二极管是无可非议的。

接下来就是整流器额定电流的选择。Motolola（现在的On Semi）公司曾给出的经验公

式为整流器的额定电流应为整流器输出电流平均值的 3 ~ 10 倍。

整流输出电流是多少？根据试题中开关电源输出功率 72W 和效率 $\eta \geqslant 70\%$ 的要求，可以知道整流输出功率约为 100W。如果整流输出电压为 18V（最低变压器输出电压为 15V，整流输出电压约为整流输入电压的 1.2 倍），则整流器输出电流平均值为 5.6A。这样，需要整流器的额定电流至少应为 16A。为了尽可能地降低整流器的导通电压，可以选择 30A 甚至更高的额定电流；从购买元器件的角度考虑，可以选用额定电流为 30A 的元器件。

对于桥式整流电路中整流二极管的选择，最常见的就是选用 MBR3040 或 MBR3045。然而在实际应用上，MBR3045 其实是将两个 15A 的肖特基二极管封装在一个管壳中，因此需要 4 个 MBR3045。

对于全波整流电路，则可以选用耐压等级为 80V 或 100V 的 MBR3080 或 MBR30100。

3.2.3 滤波电容器的选择

为了提高整流滤波输出电压，选择滤波电容器时需要选择大电容量电容器。笔者认为至少应选择 5000μF/A 容量的电容器，在本例中至少要选择 3 只 10 000μF/50V 的铝电解电容器，将其并联。

3.2.4 整流输出电压

通过以上的选择，可以使整流电路的性能优异，在变压器次级最低电压为 15V 时，整流输出电压的最低值至少在 18V 以上，整流滤波输出的谷底电压一般可以达到 19V。整流输出电压的波形示意图如图 3.4 所示。

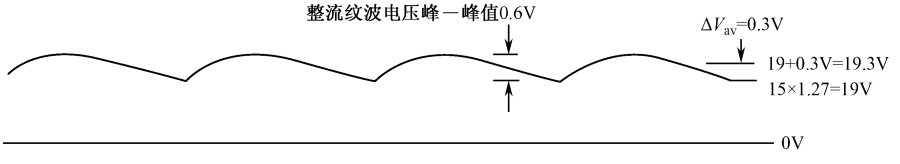


图 3.4 整流输出电压的波形示意图

从图 3.4 中可以看到，由于采用大电容器滤波，整流输出电压很平滑，这对后面的开关电源的性能会有很大帮助。

3.3 利用 PWM 控制 IC 与带有隔离变压器的推挽变换器的解决方案详解

通过上面的分析可知，采用升压型开关电源电路结构的解决方案是不能实现过电流保护的，因此也不能获得更高的奖项。想要获得更高的奖项或者实现一个产品设计，应采用“标准设计”方案。在这里采用的是推挽主电路结构，MOSFET 作为开关管，采用 SG3525A 作为控制芯片，可以直接进行反馈控制，也可以采用光电隔离进行反馈控制。

3.3.1 基本参数的确定

开关频率可以选 50kHz；最大占空比选 0.8；过电流保护选择截止型，可以防止过电流保护状态下的寄生振荡，过电流保护点选 2.5A；主电路选推挽型电路结构。由于电源电压很低，尽管采用推挽式电路结构时开关管的耐压至少为最高电源电压的 2 倍，但 100V 的 MOSFET 的导通电阻可以做得很低。不仅如此，推挽式电路最大的优点是两个开关管可以有共同的驱动参考端，采用 SG3525A 可以直接驱动 MOSFET；输出电压反馈选直接反馈方式，可以简化电路；输出整流器选全波整流电路结构，这是最节省输出整流二极管数量的电路，也是最简单的电路结构。SG3525 的供电方式选择晶体管发射极输出稳压方式，可以确保电源电压在很宽的变化范围内正常工作。设计软启动功能。

3.3.2 电路及参数的确定

应用 SG3535A 的开关电源电路如图 3.5 所示。

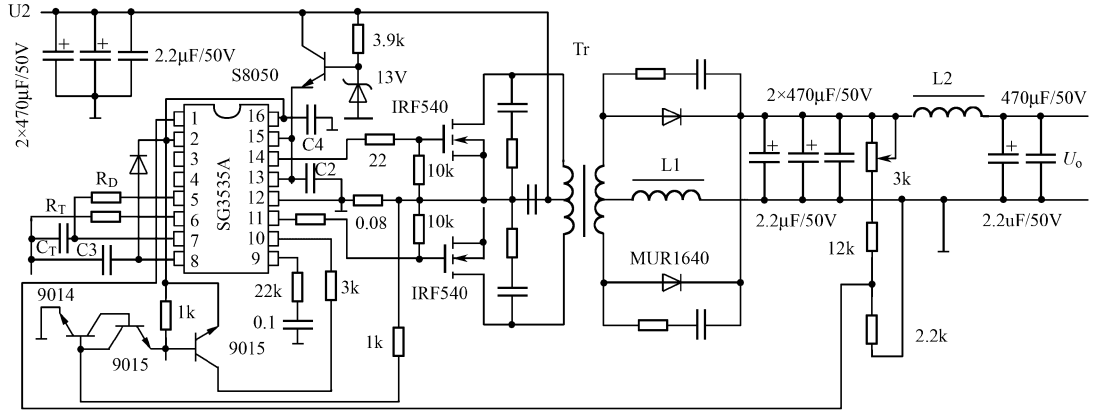


图 3.5 应用 SG3535A 的开关电源电路

以下几个主要的电路参数需要计算确定。

1. 开关管最大电流

由 $P_O = U_2 \cdot I_P \cdot D \cdot \eta$ 可以得到开关管的最大电流为

$$I_P = \frac{P_O}{U_{IN} \cdot D \cdot \eta} = \frac{72}{19 \times 0.8 \times 0.8} = 5.92(\text{A}) \tag{3.1}$$

2. 负载临界电流和变压器励磁电流

负载临界电流和变压器励磁电流的共同作用可以按开关管最大电流的 20% ~30% 考虑，这样开关管的峰值电流就是约 7A。

3.3.3 主要元器件参数的选择

1. 开关管的选择

从理论上讲，如图 3.5 所示的电路中开关管的耐压可以选择 60V，因为其最高工作电压

约为20V。考虑到开关管的击穿电压是额定电压的1.1倍，即66V大于60V，也就是大于2倍电源电压44V。但是这是一个冒险的选择，因为在开关管的开关过程中，寄生电感会产生感生电动势加到开关管上，将使得开关管电压超过66V。因此，从安全角度考虑，开关管的耐压可以选择100V，从减小开关管的导通损耗角度考虑，开关管的额定电流应该是开关管最大电流的3～4倍。符合这个要求的MOSFET的最常见型号如IRFP540（100V/28A/0.08Ω），具有塑封TO－220的封装形式。

2. 输入旁路电容器的选择

选定如图3.5所示的电路和电路参数后，流过输入旁路电容器的纹波电流就可以确定了。最不利的情况将发生在最高输入电源电压状态下，因为这种状态下的占空比最小，对应的交流电流分量最大。根据占空比与输入电压的关系，有

$$D_{\min} = \frac{D_{\max} \cdot U_{\mathrm{INmin}}}{U_{\mathrm{INmax}}} = \frac{0.8 \times 19}{27.5} = 0.553 \tag{3.2}$$

输入电流平均值为

$$I_{\mathrm{Pav}} = I_{\mathrm{P}} \cdot D_{\min} = 5.92 \times 0.553 = 3.274\ (\mathrm{A}) \tag{3.3}$$

输入电流有效值为

$$I_{\mathrm{Prms}} = I_{\mathrm{P}} \cdot \sqrt{D_{\min}} = 5.92 \times \sqrt{0.553} = 4.4\ (\mathrm{A}) \tag{3.4}$$

流进输入旁路电容器的纹波电流为

$$I_{\mathrm{Prip}} = \sqrt{I_{\mathrm{Prms}}^2 - I_{\mathrm{Pav}}^2} = \sqrt{4.4^2 - 3.274^2} = 2.94\ (\mathrm{A}) \tag{3.5}$$

因此，应该选用3只470μF/50V的CD110或CD03铝电解电容器并联，再加1只2.2μF/50V陶瓷贴片电容器与铝电解电容器并联。

3. 变压器参数设计

变压器设计的第一步就是选择磁芯，根据TDK磁芯数据，在50kHz条件下能够具有72W输出功率的磁芯有EI28、EI30、EER28等。如果有条件，最好选择EER28磁芯，原因是EER28是圆形芯柱，绕线比较方便。EER28的外观与几何尺寸如图3.6所示。

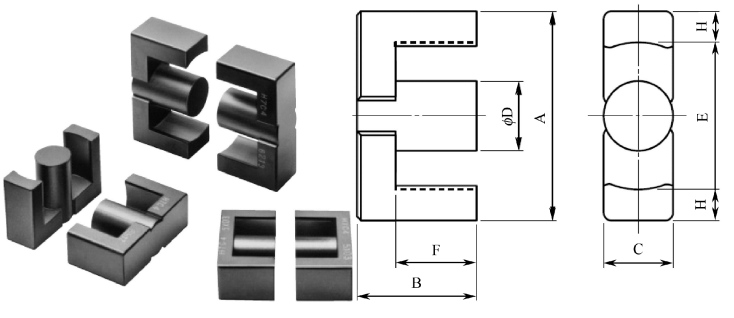


图3.6　EER28的外观与几何尺寸

EER28的几何尺寸具体数值如表3.1所示。

表 3.1　EER28 的几何尺寸具体数值

磁芯型号	类型	尺寸 公制 mm 英制 inches						
		A	B	C	D	E min.	F	H
PC40EER28 – Z	1	28.55 ±0.55 1.124 ±0.22	14.0 ±0.2 0.551 ±0.08	11.4 ±0.25 0.499 ±0.10	9.9 ±0.25 0.390 ±0.10	21.2 0.853	9.65 ±0.25 0.380 ±0.10	3.4 0.134

有效参数			电特性				Wt (g)	骨架元件
磁芯常数 C_1 (mm^{-1})	磁芯有效截面积 Ae (mm^2)	磁路长度 ℓe (mm)	体积 Ve (mm^3)	AL 值 (nH/N^2) 不带气隙	AL 值 (nH/N^2) 带有气隙	磁芯损耗 (W) max, 100kHz、200mT, 100℃		
0.780	82.1	64.0	5250	2870 ±25%	200 ±5% 400 ±7%	2.30	28	BEER28 – 1110CPFR BEER28 – 1112CPHFR

EER28 的线圈骨架如图 3.7 所示。

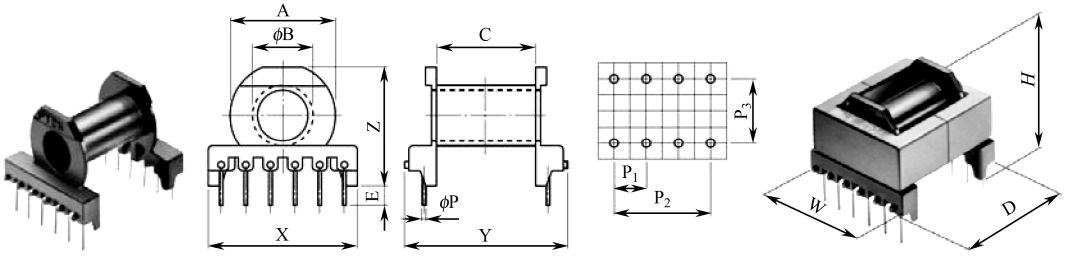


图 3.7　EER28 的线圈骨架

EER28 线圈的骨架尺寸如表 3.2 所示。

表 3.2　EER28 线圈的骨架尺寸

管架型号	类型	尺寸 公制 mm 英制 inches						
		A	oB	C	E	X	Y	Z
BEER28 – 1110CPFR	1	20.9 0.823	12.3 0.484	16.7 0.657	4.5 0.177	24.8 0.976	23.0 0.906	26.6 1.047

							参数		Wt
t	oP (mm)	P_1 (mm)	P_2 (mm)	P_3 (mm)	Terminal Pins	W D(mm) H	Aw (mm^2)	ℓw (mm)	(g)
0.8	0.8	5.0	20	17.5	10	29 23 29	71.8	52.2	3.5

变压器的磁感应强度ΔB选择 2500Gs（高斯），变压器的初级绕组匝数为

$$N_P = \frac{U_{IN} \cdot t_{on} \cdot 100}{\Delta B \cdot A_e} = \frac{19 \times 8 \times 100}{2500 \times 0.82} = 7.41\text{（匝）} \approx 8\text{（匝）} \tag{3.6}$$

次级匝数为

$$N_S = \frac{N_P \cdot U_O}{U_{INmin} \cdot D_{max}} = \frac{8 \times 36}{19 \times 0.8} = 18.94\text{（匝）} \approx 19\text{（匝）} \tag{3.7}$$

4. 输出整流器的选择

输出整流器需要的耐压值可能超过200V，需要选择耐压值为400V的超快恢复二极管，额定电流可以选输出电流的2倍左右即可。为了方便散热，可以选取MUR1640（共阴极400V/2×8A）。

5. 输出滤波电容器的选择

输出滤波电容器的电容量选择需要从滤波效果考虑，由于CD110或CD03铝电解电容器的性能比较差，需要采用至少2只470μF/50V铝电解电容器并联，再加1只2.2μF/50V陶瓷贴片电容器与铝电解电容器并联。为了获得更好的输出电压纹波，还可以在输出整流滤波后再加一级滤波电路，电感量可以选10μH，滤波电容器可以选择470μF/50V铝电解电容器和2.2μF/50V陶瓷贴片电容器并联的方式。

6. 输出滤波电感的选择

在最高输入电压状态下的开关管导通时间最短，对应的占空比为

$$D_{min} = D_{max} \cdot \frac{U_{INmin}}{U_{iINmax}} = 0.8 \times \frac{19}{27.5} = 0.552 \tag{3.8}$$

输出滤波电感的电感量为

$$L = \frac{U_O}{\Delta I_{Omin}} \cdot t_{off} = \frac{36}{0.4} \times 9 = 810\ (\mu H) \tag{3.9}$$

输出滤波电感的储能系数为

$$A = L \cdot I^2 = 810 \times 2.5^2 = 5062\ (\mu J) \tag{3.10}$$

可以选择EER28磁芯，匝数为

$$N = \frac{U_O \cdot t_{off} \cdot 100}{\Delta B \cdot \dfrac{\Delta I_{Omin}}{I_{Olim}} \cdot A_e} = \frac{36 \times 9 \times 100}{2500 \times \dfrac{0.4}{2.5} \times 0.82} = 99\text{（匝）} \tag{3.11}$$

磁路气隙为

$$l_g = \frac{\dfrac{4}{\pi} \cdot I_{Olim} \cdot N}{\Delta B} = \frac{\dfrac{4}{\pi} \times 2.5 \times 99}{2500} = 0.126\ (cm) = 1.26\ (cm) \tag{3.12}$$

7. 其他电路参数的选择

在图8.5中，C2、C4为旁路电容器，可以选择0.1μF的陶瓷电容器；C_T、R_T、R_D分别为定时电容器、定时电阻、放电电阻；SG3525A为控制芯片；IRFP540为开关管；MUR1640为输出整流二极管。

8. 其他

在图3.5电路中没有标注的元器件参数，需要在调试的过程中选定。

3.4 采用准谐振工作方式的解决方案详解

隔离型开关电源中，最简单的电路形式是反激式开关电源，但是反激式开关电源的效率相对是最低的。如果能明显地提高反激式开关电源的效率，那么200W以下的开关电源应用反激式电路拓扑还是有意义的。那么，用什么方法才能明显地提高反激式开关电源的效率呢？最有效的方法就是采用准谐振工作模式。

3.4.1 准谐振电路工作原理

准谐振工作方式的反激式开关电源主电路如图3.8所示。

其主要波形如图3.9所示，电路工作过程分为4个期间：开关管关断及缓冲电路作用期间、变压器释放储能期间、缓冲电路复位期间、开关管导通期间。

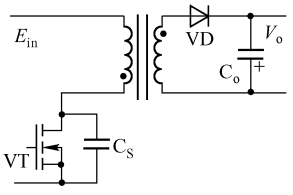


图3.8 准谐振工作方式的反激式开关电源主电路

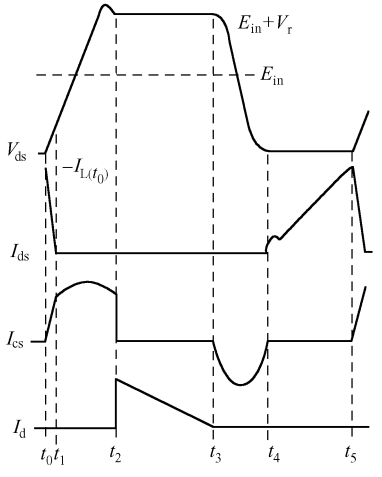


图3.9 准谐振工作方式的反激式开关电源的主要波形

1. 开关管关断及缓冲电路作用期间

在图3.9的波形中，$t_0 \sim t_1$为开关管关断及缓冲电路作用期间，等效电路如图3.10所示。在t_0时刻，控制电路将开关管关断，变压器初级电流由开关管向缓冲电容器转移，开关管电流下降，缓冲电容器电流上升。

当开关管的电流下降到零，变压器初级电流全部转移到缓冲电容器，开关管的关断过程结束。开关管关断过程的长短取决于开关管的自身特性和控制电路，一般为开关周期的1/100～1/200或百纳秒左右。由于缓冲电容器上的电压不能跃变，开关管关断过程中漏—源电压很低，接近于零，实现了“零电压”关断。为确保“零电压”关断，缓冲电容器应取较大值，这样在关断过程结束时，缓冲电容器电压仍很小，变压器初级电压极性没有改变，输出整流二极管阳极反向电压不能导通，

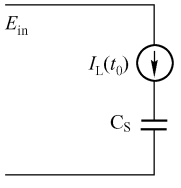


图3.10 开关管关断及缓冲电路作用期间的等效电路

变压器初级电流仍需流过缓冲电容器，直到缓冲过程结束。缓冲过程的持续时间约为开关周期的1/20左右，与开关周期相比相对很短，变压器初级电流变化很小，为分析方便可以认为变压器初级电流不变，这样缓冲电容器电压为

$$v_{CS} = \frac{I_{lm} \cdot t}{C_S} \tag{3.13}$$

式中，I_{lm}为t_1时刻变压器的初级电流值，可近似为t_0时刻值。

当缓冲电容器电压上升到$v_{CS} = E_{in} + V_R$（V_R为稳压电源输出电压反射到变压器初级侧的电压值）后，即t_2时刻，输出整流二极管导通，变压器储能经输出整流二极管向输出端释放，变压器初级电流为零。电路进入变压器释放储能期间。

2. 变压器释放储能期间

当v_{CS}上升到$E_{in} + V_R$后，输出整流二极管导通，电路进入变压器释放储能期间，对应$t_2 \sim t_3$期间，等效电路如图3.11所示。

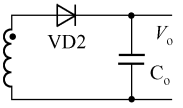


图3.11　变压器释放储能期间的等效电路

变压器通过次级绕组、输出整流二极管向输出端释放储能。变压器次级电流为

$$i_S = I_{S(0)} - \frac{V_o \cdot t}{L_S} \tag{3.14}$$

式中，$I_{S(0)}$为开关管关断时变压器初级电流反射到次级侧的电流值，L_S为变压器次级电感值，V_o为输出电压值。

当$t = t_2$时，

$$\frac{V_o \cdot t}{L_S} = I_{S(0)} \tag{3.15}$$

变压器次级电流降到零，变压器储能全部释放，输出整流二极管自然关断，电路进入缓冲电路复位期间。

3. 缓冲电路复位期间

缓冲电路复位期间对应$t_3 \sim t_4$时间段。为使缓冲电容器在下一个开关周期能起到缓冲作用，保证开关管“零电压”关断和“零电压”开通，需将缓冲电容器放电，将电荷全部泄放，即复位。与有损耗缓冲电路不同，无损耗缓冲电路采用LC谐振方式将缓冲电容器复位，缓冲电路的复位电感为变压器初级电感。等效电路如图3.12所示。

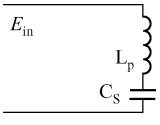


图3.12　缓冲电路复位期间的等效电路

当变压器储能释放尽后，由于缓冲电容器上电压v_{CS}高于电源电压E_{in}，缓冲电容器通过变压器初级电感以LC谐振方式将缓冲电容器电压复位。由于复位过程中缓冲电容器电压将低于$E_{in} + V_R$，输出整流二极管自然关断。缓冲电容器电压为

$$v_{CS} = E_{in} - V_R \cdot \cos\omega t \tag{3.16}$$

当选择$E_{in} = V_R$时，式（3－16）为

$$v_{CS} = (1 - \cos\omega t)E_{in} \tag{3.17}$$

其中，$\omega = (L_p \cdot C_S)^{-1/2}$

由此可见，作者提出的零电压开关电路，除关断缓冲、缓冲电路复位外，变压器均处于增加或释放储能状态，没有间歇状态，与常规 PWM 控制方式不同。

当 $t = t_4$ 时，$\cos\omega t = 1$，这时缓冲电容器电压为零或最低，复位过程应结束，使复位过程结束的唯一办法是开关管导通。开关管导通后，电路进入开关管导通期间。

4. 开关管导通期间

开关管导通期间为 $t_4 \sim t_5$ 时间段，当缓冲电容器上电压降到零或最低时，开关管在零电压时或最低电压时导通，变压器电流上升，等效电路如图 3.13 所示。

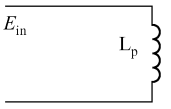


图 3.13　开关管导通期间的等效电路

其中，变压器初级电流为

$$i_P = \frac{E_{in} \cdot t}{L_P} \tag{3.18}$$

变压器的电流初始值为零。当变压器初级电流上升到 I_{pm} 时满足

$$P_O = \frac{L_P \cdot I_P^{\,2} \cdot \eta \cdot f}{2} \tag{3.19}$$

$$I_P = \frac{E_{in} \cdot t_{on}}{L_P} \tag{3.20}$$

式中，η 为电源效率。这时控制电路应将开关管关断。

3.4.2　NCP1207B 的基本原理

NCP1207B 集成了一个真正的电流模式调节器和一个退磁检测器，以确保在任何负载和漏极电压最小值时（准谐振工作）开通开关管。由于具有固有的跳周期工作能力，只要功率需求下降到预定值控制器便进入“打嗝”模式，这发生在低峰值电流工作状态，因此听不见音频噪声。内部 8.0μs 的定时器防止开关频率超过 130kHz（对 150kHz 以上的频率，CISPR－22 EMI 开始限制电磁干扰），跳周期调节能力使用户选择的频率正好在“打嗝”反馈的时候。

动态自供电彻底简化了变压器的设计，避免了使用辅助绕组给 NCP1207B 供电。当输出电压在工作期间变化时（如电池充电），这一特性在应用时尤其有用。由于它的高压技术，IC 可以直接接到高压 DC 母线上。因此，不依赖于任何辅助电压。

变压器磁通复位检测是由专用引脚通过辅助绕组完成的，也具有瞬态过电压保护（OVP）功能。一旦检测到 OVP 信号，IC 将会永久锁存。

最终，连续反馈信号监测由过电流保护电路（OCP）实现，保证了最终的设计牢固可靠。

1. 特性简介

自由工作在临界准谐振模式；

跳周期可调能力（电流模式）；
Vcc 工作不需要辅助绕组；
过流保护自动恢复功能；
过压保护锁定；
外部触发锁定，如温度过高信号；
源极灌电流峰值电流为 500mA；
Vcc 电压低于 10V 时，欠电压锁定；
内部软启动时间为 1.0ms；
内部 T_{OFF}最小时间为 8.0μs；
跳周期值可调；
内部过热关断；
光耦直接连接；
无铅封装。

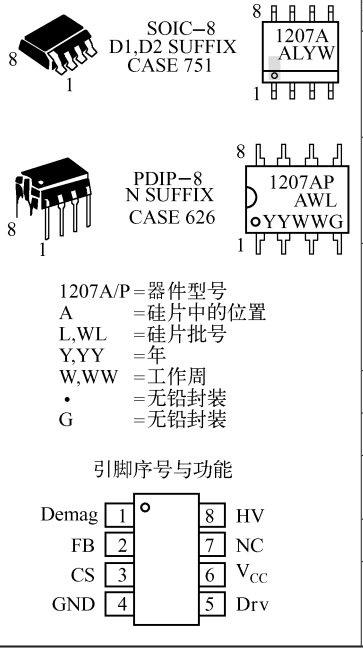
2. 典型应用简介

笔记本的 AC/DC 适配器；
隔离型电池充电器；
消费类电子产品（如 DVD 播放器、机顶盒、电视等）；
辅助电源（如 USB、电视等）。

3. NCP1207B 的封装与引脚功能及其典型应用电路

NCP1207B 的封装与引脚功能如表 3.3 所示。

表 3.3　NCP1207B 的封装与引脚功能



引脚序号	引脚名称	功　能	描　述
1	Demag	磁通复位检测与过电压锁定	这个辅助信号确保反激式开关电源工作在电流断续模式，并且提供了固定的过电压检测电平为 7.2V
2	FB	设置峰值电流点	这个引脚连接光电耦合器的输出，内置峰值电流限制值。当这个引脚的电平低于跳周期电平时，NCP1207B 关闭
3	CS	电流检测输入与跳周期电平选择	该引脚检测初级电流并传输到 IC 内部的前沿消隐（L.E.B）和比较器。内置电阻连接到这个引脚，可以利用这个引脚的电位得到需要的跳周期电平
4	GND	IC 接地端	
5	Drv	驱动输出	驱动外接 MOSFET
6	Vcc	IC 电源端	这个引脚需要接储能电容器，典型值为 10μF
7	NC	空脚	
8	HV	高压输入端	连接到直流母线，这个引脚内部连接一个恒流源

NCP1207B 典型应用电路如图 3.14 所示。

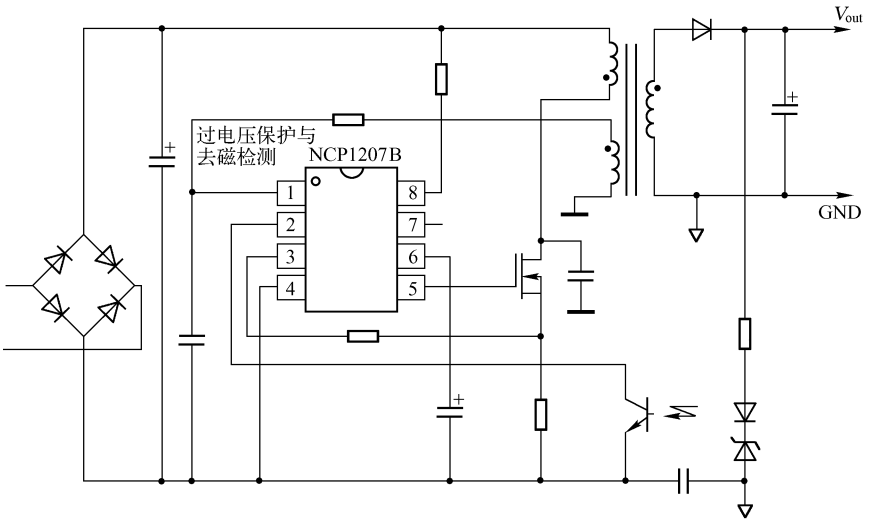


图 3.14　NCP1207B 典型应用电路

4. NCP1207B 的电气参数

NCP1207B 的内部原理框图如图 3.15 所示。

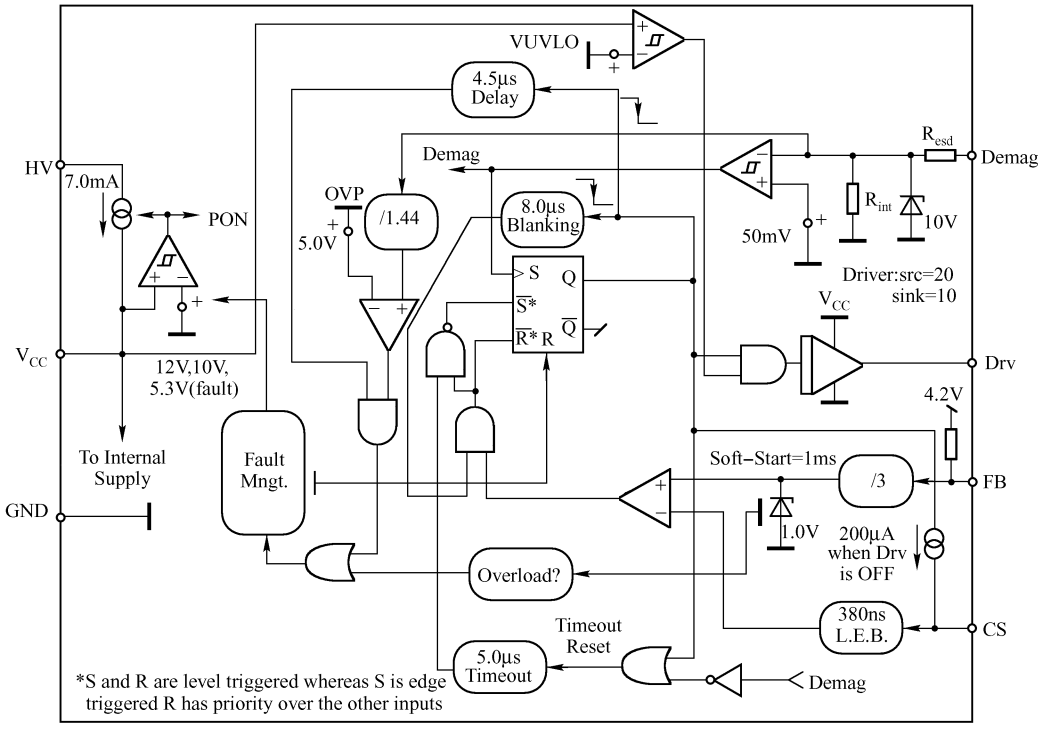


图 3.15　NCP1207B 的内部原理框图

NCP1207B 的电气参数如表 3.4 和表 3.5 所示。

表 3.4　NCP1207B 的极限电气参数

额　定　值	符　　号	量　　值	单　　位
电源电压	V_{CC}、Drv	16	V
所有引脚的最大电压（除 V_{CC}、HV、Demag、Drv 引脚外）		-0.3 ~ 10	V
当 10V 的 ESD 二极管起作用时，流进所有引脚的最大电流（除 V_{CC}、HV、Demag 引脚外）		5.0	mA
引脚 1 的最大电流	I_{dem}	+3.0/-2.0	mA
管芯到壳的热阻	$R_{\theta JC}$	57	℃/W
管芯到环境的热阻，SOIC 封装	$R_{\theta JA}$	178	℃/W
管芯到环境的热阻，DIP8 封装	$R_{\theta JA}$	100	℃/W
工作结温	T_J	-40 ~ +125	℃
最高结温	T_{JMAX}	150	℃
过热保护关机温度		155	℃
过热保护迟滞回环宽度		30	℃
存储温度		-60 ~ +150	℃
ESD 能力（1）		2.0	kV
ESD 能力（2）		200	V
引脚 8 在引脚 6 对地接 10μF 退耦电容时的最高电压	V_{HVMAX}	500	V
引脚 8 在引脚 6 对地接 10μF 退耦电容时的最低电压	V_{HVMIN}	40	V

表 3.5　一般电气参数

额 定 值	引脚	符号	最 小 值	典 型 值	最 大 值	单位
动态自供电部分						
V_{CC}端增加电压达到恒流源关断的电压值	6	V_{CCOFF}	10.8	12	12.9	V
V_{CC}端降低电压达到恒流源开通的电压值	6	V_{CCON}	9.1	10	10.6	V
V_{CC}端降低电压达到锁定关闭的电压值	6	$V_{CClatch}$		5.3		V
输出脉冲被禁止时的 V_{CC}端电压	6	U_{VLO}		V_{CCON} -200mV		V
引脚 5 没有输出负载时的内电流消耗	6	I_{CC1}		1.0	1.3	mA
开关频率为 60kHz 时						
引脚 5 带有 1.0nF 的输出负载时的内电流消耗	6	I_{CC2}		1.6	2.0	mA
引脚 5 在锁定关闭时的内部电流消耗	6	I_{CC3}		330		μA
内启动电流源（结温大于 0℃）						
V_{CC}为 10V 时的高压电流源电流	8		4.3	7.0	9.6	mA
V_{CC}为 0V 时的高压电流源电流	8			8.0		mA
驱动输出						
输出电压上升时间，C_L = 1.0nF，信号从 10% ~90%	5	T_r		40		ns
输出电压下降时间，C_L = 1.0nF，信号从 90% ~10%	5	T_f		20		ns

续表

额定值	引脚	符号	最小值	典型值	最大值	单位
拉电流电阻	5	R_{OH}	12	20	36	Ω
灌电流电阻	5	R_{OL}	5.0	10	19	Ω
电流比较器						
输入偏置电流，引脚3输入电压1.0V	3	I_{IB}		0.02		μA
最大内电流设置	3	I_{Limit}	0.92	1.0	1.12	V
从电流检测到栅极关断的延迟时间	3	T_{DEL}		100	160	ns
前沿消隐时间	3	T_{LEB}		380		ns
关断时间注入到CS端的失调电流	3	I_{skip}		200		μA
过电压切断（V_{CC} = 11V）						
导通时间后的采样延迟	1	T_{semple}		4.5		μs
V_{OP}内置基准值	1	V_{ref}	6.4	7.2	8.0	V
反馈部分						
内部拉上电阻	2	R_{up}		20		kΩ
引脚3电流设置点转移比率		I_{ratio}		3.3		
内置软启动时间		T_{SS}		1.0		ms
去磁检测部分						
输入阈值电压	1	V_{TH}	35	50	90	mV
迟滞回环宽度	1	V_H		20		mV
输入钳位电压 高电平状态（引脚1电流为3.0mA） 低电平状态（引脚1电流为-2.0mA）	 1 1	 V_{CH} V_{CL}	 8.0 -0.9	 10 -0.7	 12 -0.5	 V V
去磁传输延迟时间	1	T_{dem}		210		ns
在引脚1电压为1V时的内置电容量	1	C_{cap}		10		pF
最小T_{OFF}（在T_{ON}后的内置闭塞时间）	1	T_{blank}		8.0		μs
去磁信号触发延迟时间	1	T_{out}		5.0		μs
引脚1内置电阻	1	R_{int}		28		kΩ

3.4.3 电源主要参数的设定

1. 开关频率与最大占空比的设定

现在的开关电源的开关频率均不低于50kHz，开关频率太低会增加滤波元件的体积。综合考虑，一般的最低开关频率要达到64kHz，最高频率一般不超过130kHz。由于准谐振开关电源的开关频率是随电源电压和负载变化的，因此可以选择最低开关频率64kHz。

接下来的问题就是最大占空比的选择。在准谐振开关电源工作周期中，可以分为开关管导通期间、缓冲电容器作用期间、变压器向输出释放储能期间、缓冲电容器谐振复位期间。

在一般的反激式开关电源中不存在缓冲电容器复位过程占用开关周期的现象，而准谐振开关电源的缓冲电容器谐振复位必须占用开关周期。

考虑缓冲电容器谐振复位期间和缓冲电容器作用期间大约占用开关周期的10%～20%，因此在选择最大占空比应选择不大于0.4。考虑变压器向输出释放储能期间占用开关周期的40%，剩余的20%开关周期算入电容器谐振复位期间和缓冲电容器作用期间。

这样，开关管的最大导通时间为6.25μs。

2. 开关管峰值电流

反激式开关电源的一个最主要的参数就是开关管的峰值电流，这不仅仅是开关管的峰值电流，而且是变压器一次侧峰值电流，变压器的峰值电流还决定着输出功率。

可以通过能量守恒原理算出开关管峰值电流，输出功率为

$$P_O = \frac{1}{2} U_{in} \cdot I_{PM} \cdot D \cdot \eta$$

式中，P_O、U_{in}、I_{PM}、D、η 分别为输出功率、直流母线电压、开关管峰值电流、占空比、效率。

对应的开关管峰值电流为

$$I_{PM} = \frac{2P_O}{U_{in} \cdot D \cdot \eta}$$

开关管最大电流应在最低直流母线电压和最大占空比条件下得到。

$$I_{PM} = \frac{2P_O}{U_{inmin} \cdot D_{max} \cdot \eta}$$

根据本试题的要求，开关管峰值电流为

$$I_{PM} = \frac{2 \times 36 \times 2}{20 \times 0.4 \times 0.85} = 21.18(\mathrm{A})$$

3. 反冲电压

计算准谐振开关电源的反冲电压应扣除缓冲电容器作用时间和谐振复位时间。因此，如果最大占空比选择0.4，变压器释放储能占空比也为0.4，两个占空比相等，扣除缓冲电容器缓冲作用时间和谐振复位时间后，开关管导通时间对应的最大占空比变为0.5，变压器释放储能时间对应的占空比为0.5。因此，计算反冲电压时需要考虑开关管的最大占空比为0.5。

反冲电压 V_R 为

$$V_R = \frac{0.5}{1 - 0.5} \cdot U_{inmin} = U_{inmin} = 20(\mathrm{V})$$

3.4.4 主要元件的选择

1. 开关管的选择

开关管的选择需要考虑开关管的耐压、额定电流等参数。

(1) 开关管耐压的选择

开关管上出现的电压主要有三部分：电源电压、反冲电压、变压器漏感造成的尖峰电压。

电源电压：在交流输入电压为21V时，交流电的整流输出电压约30V；

反冲电压：如前面计算到的为20V；

变压器漏感造成的尖峰电压：这部分电压约等于电源电压，25～30V。

这三部分加起来的电压约等于电源电压的三倍，75～80V。如果考虑开关管的性能，可以选择耐压为75V的MOSFET；如果考虑“安全性”，可以考虑选择耐压为100V的MOSFET。

（2）开关管额定电流的选择

开关管的额定电流要达到开关管峰值电流的3～4倍！为什么要选择如此高的电流值？原因是如下。

其一，MOSFET的额定电流是壳温为25℃下设定的，然而实际工作时MOSFET的壳温要达到近100℃！这时的MOSFET的额定电流仅为25℃壳温条件下的2/3。

其二，需要考虑开关管在峰值电流下的导通电压降，在20V电源电压条件下，开关管的最大导通电压降应小于最低电源电压的1/50～1/100，才能有效地减小开关管的导通损耗。在20A电流作用下，要想获得200～400mV的导通电压，需要开关管的导通电阻为10～5mΩ人们熟知的IRFP150，它的额定电流可达到41A，但是它的导通电阻为55mΩ，从这个参数推断要想得到10mΩ的导通电阻，其额定电流至少要达到100A！

其三，MOSFET的导通电阻是在结温为25℃的条件下测定的，在结温为100℃或更高时的导通电阻是25℃结温时的2～2.8倍。

综合考虑，即使选择了10mΩ的MOSFET，其峰值电流时的导通电压也要达到400mV。

（3）需要考虑的其他问题

以上分析所考虑的是选择MOSFET，为什么要用MOSFET而不是双极型晶体管？试想，100V耐压的双极型功率晶体管市面上有吗？

如果选择耐压为75V的MOSFET，可以选择IXTP90N075T2。耐压75V、额定电流90A、导通电阻不大于10mΩ。这是一款性价比极佳的产品，在国内主要用于电动自行车控制器，因此价格低廉，不到3元人民币一只。

如果选择耐压为100V的MOSFET，可以选择IXTP130N10T。耐压100V、额定电流130A、导通电阻9.1mΩ。当然也可以选择IXTP80N10T，耐压100V、额定电流80A、导通电阻14mΩ。

为什么要选择IXYS的MOSFET而不是IRF系列的MOSFET？原因很简单，其一，额定电流接近100A、额定电压不低于75V的IRF系列MOSFET很难买到，而且比IXYS的还贵；其二，IRF系列是第三代MOSFET，其性能已经落后。而上述的IXYS系列MOSFET是近些年才问世的槽栅MOSFET（至少为第六代MOSFET），具有更低的导通电阻和更低的栅极电荷。这些都有利于改善开关电源的特性。

最后需要注意的是，购买MOSFET最好到销售商那里，在网上买到的往往是用别的型号重新打码的，性能远远低于原装型号。IXYS的国内一级代理商是鹏源电子，深圳、北京都有店面。

2. 输出整流器的选择

（1）耐压的选择

输出整流器要承受的反向电压有最高电源电压折算到变压器二次侧的电压、输出电压。

如果选择最大占空比为0.5（忽略谐振复位的影响），则变压器二次侧电压为

$$V_{Smax} = \frac{V_{inmax}}{n}$$

其中，V_{Smax}、V_{inmax}、n 分别为变压器二次侧最大电压、直流母线最大电压（31V）、变压器变比。变压器的变比为

$$n = \frac{V_R}{V_{omax} + V_F} = \frac{20}{36 + 1.2} \approx 0.54$$

变压器二次侧最大电压为

$$V_{Smax} = \frac{V_{inmax}}{n} = \frac{30}{0.54} = 55.8(V)$$

输出整流器需要承受的最高电压为

$$V_D = V_{inmax} + V_{omax} = 55.8 + 36 = 91.1(V)$$

可以选择耐压为 150V 的超快速二极管或肖特基二极管。

（2）额定电流的选择

由于变压器向输出释放储能的电流波形是倒锯齿波，占空比为 0.5 时的输出电流峰值与输出电流平均值的比值为 4，输出电流平均值为 2A 时对应的输出电流峰值则为 8A，因此至少要选择额定电流 8A 的二极管。

（3）输出整流器类型的选择

由于输出整流器的反向电压低于 100V，输出整流器既可以选择超快速二极管，也可以选择肖特基二极管。

选择超快速二极管的好处是有极低的漏电流，而付出的代价是正向电压比较高，约为 1.2V；选择肖特基二极管的好处是正向电压低，仅为 0.7V 甚至可以更低，所付出的代价是漏电流比较大，是超快速二极管的上百倍。100V 以上的肖特基二极管的正向电压优势已经不太明显，因此在需要 100V 以上耐压的应用中一般不选择肖特基二极管。

综上所述，最简捷的选择是选择超快速二极管，如 MUR820。

3. 输入电源旁路电容器的选择

（1）电容器类型的选择

输入电源旁路电容器需要具有低 ESR 和低 ESL，还要具有足够的电流承受能力。因此，输入电源旁路电容器需要选择低甚至超低 ESR 电解电容器，或者是陶瓷电容器，或者是薄膜电容器。从经济性和容易购买的角度考虑，首选低 ESR 或超低 ESR 电解电容器，这个不能到电子市场购买，应到电解电容器制造商或其代理处购买，原因是电子市场的电容器鱼龙混杂。对于 63V 以下的电压等级，建议购买南通江海的 DC287 系列电解电容器。

也可以选择陶瓷电容器，陶瓷贴片电容器的特性远远优于超低 ESR 电解电容器，只是电容量低一些。

还可以选择薄膜电容器，但是现在能够买到如此低电压又要高电容量的薄膜电容器比较困难，而且体积相对顶角电容器和陶瓷电容器是最大的，也是最贵的。

（2）流过电容器的电流有效值

首先需要注意的是流过电容器的有效值电流。在占空比为 0.5 的条件下，流过电容器的有效值电流至少为流过开关管峰值电流的 30%，本试题中开关管峰值电流为 21A，对应的

流过电容器的有效值电流为6.3A。

（3）耐压的选择

由于开关电源的输入电压最高可达30V，需要电容器的耐压不低于35V，因此选择电解电容器和陶瓷电容器时需要注意其耐压要不低于这个数值。

（4）电容量的选择

电容量的选择满足电压波动的要求既可。在本试题中，开关频率为64kHz，占空比为0.4，对应的开关管的导通时间6.25μs，峰值电流为21A。在这个条件下，满足电源电压的波动小于0.5V需要的理论电容量为

$$C = \frac{1}{2} \cdot \frac{I_{PM} \cdot t_{on}}{\Delta V} = \frac{1}{2} \times \frac{21 \times 6.25 \times 10^{-6}}{0.5} = 131 \times 10^{-6}(\mathrm{F}) = 131(\mu\mathrm{F})$$

考虑ESR的影响，需要选择220μF。可以用多个电容器并联。

4. 输出整流滤波电容器的选择

（1）可承受电流的计算

各类开关电源中，反激式开关电源流过输出滤波电容器的交流电流分量最大。输出滤波电容器流过的交流电流有效值不低于输出电流平均值的1.2倍，本试题输出电流平均值为2A，流过输出滤波电容器的有效值电流不低于2.4A。

（2）耐压的选择

整流输出滤波电容器的耐压应不低于最高输出电压，可选择为40V或50V。

（3）电容器类型的选择

整流输出滤波电容器可以选择低ESR或超低ESR电解电容器，也可以选择陶瓷贴片电容器。

（4）电容量的选择

整流输出滤波电容器的电容量可选择470～3300μF，需要用多个电容器并联。

5. 输出滤波电路的选择

输出滤波电路的作用主要是为了进一步滤除输出电压的交流分量。

输出滤波电路参数的选择为：电容器电容量的选择为整流输出滤波电容器电容量的1/4；滤波电路的谐振频率可选择开关频率的1/3～1/10。

按开关频率的1/10，本试题的滤波电路的电容器选择47μF时，电感可选择10～15μH；滤波电路的电容器选择220μF时，电感可选择3μH。

3.4.5 变压器设计详解

开关电源设计中，变压器设计直接影响开关电源性能。

1. 磁芯的选择

鉴于参赛学生的电源设计经验比较少，设计制作变压器的能力比较差，磁芯一般要选得大一些。对于72W输出功率、开关频率为64kHz的准谐振开关电源，可以选择EER35，外形如图3.16所示。

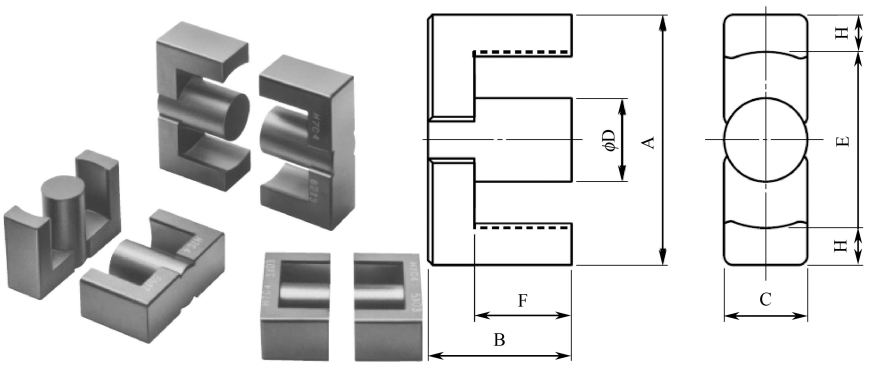


图 3.16　EER 型磁芯的外形

磁芯参数如表 3.6 所示。

表 3.6　EER 型磁芯参数

磁芯型号	尺寸 公制 mm 英制 inches						
	A	B	C	D	E 最小	F	H
EER35 – Z	35.0 ±0.5 1.378 ±0.020	20.7 ±0.2 0.815 ±0.008	11.3 ±0.2 0.445 ±0.008	11.3 ±0.15 0.445 ±0.006	25.6 1.009	14.7 ±0.3 0.579 ±0.012	4.43 0.174

有效参数				电气性能			质量 (g)	骨架型号
C_1 (mm^{-1})	Ae (mm^2)	ℓe (mm)	Ve (mm^3)	A_L – 值 (nH/N^2) 不带气隙	 带有气隙	磁芯损耗 (W) max. 100kHz, 200mT, 100℃		
0.849	107	90.8	9720	2770 ±25%	200 ±5% 400 ±7%	4.20	52	BEER35 – 1112CPFR BEER35 – 1116CPHFR

磁芯骨架外形及尺寸如图 3.17 所示。

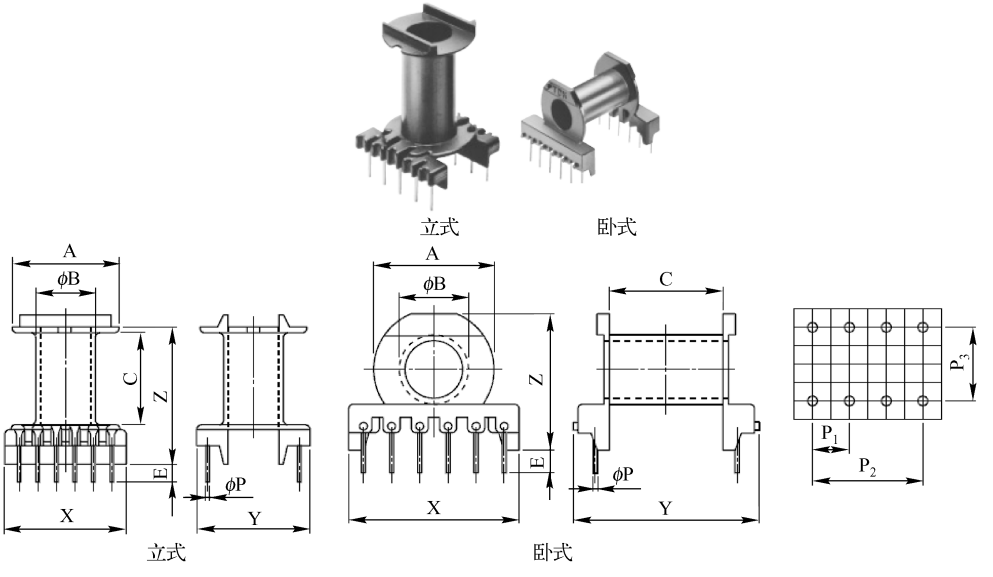


图 3.17　EER 型磁芯骨架外形及尺寸

磁芯骨架参数如表 3.7 所示。

表 3.7　磁芯骨架参数

骨架型号	立/卧式	尺寸 公制 mm 英制 inches								参数									质量
		A	oB	C	E	X	Y	Z	t	oP (mm)	P_1 (mm)	P_2 (mm)	P_3 (mm)	引脚数	W D(mm) H	Aw (mm^2)	ℓW (mm)		(g)
BEER35 – 1112CPFR	立式	25.4 1.000	13.7 0.539	26.1 1.028	5.5 0.217	30.0 1.181	28.5 1.122	39.3 1.547	0.8	1.0	5.0	25	22.5	12	36 29 44	152.7	61.4		7.7
BEER35 – 1116CPHFR	卧式	25.2 0.992	13.6 0.535	26.4 1.039	4.5 0.177	40.0 1.575	45.5 1.791	29.0 1.142	0.8	0.75	5.0	35	35	16	41 46 31	154.4	60.8		11

磁芯磁感应强度可以选择 200mT。

2. 一次侧绕组的计算

一次侧绕组匝数为

$$N_P = \frac{U_{inmin} \cdot t_{on} \cdot 10}{A_e \cdot \Delta B_m} = \frac{20 \times 6.25 \times 10}{1.07 \times 200} = 5.84(\text{匝}) \approx 6(\text{匝})$$

对应的磁感应强度为 194.7mT。

一次侧绕组导线有效值电流为

$$I_{Prms} = I_{PM}\sqrt{\frac{D_{max}}{3}} = 21 \times \sqrt{\frac{0.4}{3}} = 7.665(\text{A})$$

可以选择导线电流密度 3A/mm^2，对应的导线截面积为 2.555mm^2。

选择线径 0.47mm，14 股，每 7 股绞成一股。

3. 二次侧绕组及辅助绕组的计算

二次侧绕组匝数为

$$N_S = \frac{N_P \cdot (V_o + V_F)}{V_R} = \frac{6 \times (36 + 1)}{20} = 11.1(\text{匝}) \approx 11(\text{匝})$$

如果为了绕制方便，也可以选择二次侧绕组匝数为 12 匝。

二次侧绕组有效值电流为

$$I_{Orms} = \frac{2I_O}{\sqrt{3D_{Smax}}} = \frac{2 \times 2}{\sqrt{3 \times 0.4}} = 3.65(\text{A})$$

可以选择导线电流密度 3A/mm^2，对应的导线截面积为 1.22mm^2。

选择线径 0.47mm，7 股绞成一股。

辅助绕组：4 匝，线径 0.25mm。

4. 磁路气隙的计算

此路气隙为

$$l_g = \frac{\frac{4}{\pi}N_P \cdot I_{PM}}{\Delta B_M} = \frac{\frac{4}{\pi} \times 6 \times 21}{200} = 0.8(\text{mm})$$

可以选择 1mm 气隙，用 0.5mm 非磁性垫片分别垫在磁路的芯柱和边柱。如果能买到带有 1mm 气隙的磁芯则是更理想的。

5. 绕组结构的设计

由于试题没有对输入/输出之间的绝缘强度提出要求，为了减小变压器漏感，可以采用一次绕组与二次绕组并绕的绕组结构，如图 3.18 所示。

3.4.6 电流检测用的电流传感器设计

1. 为什么要用电流传感器

应用 NCP1207B 需要电流检测元件，用来作为开关管关断条件。这个电流检测信号需要转换成电压信号，其最大幅值为 1V。

在一般的应用中，这个电流检测元件首选的是电阻，原因是电路最简单。

但是，需要注意的是，如果选择电阻作为电流检测元件，有效值电流将达到 7.7A，在检测电阻上的功率损耗将达到 2.8W。这不仅需要选用 5W 额定功率的电阻，而且还要使得电源的效率降低 3.9%。试想，试题一直在希望尽可能地提高效率，而仅仅一个电流检测电阻就消耗掉近 4% 的效率，这个结果是绝对不希望出现的。因此需要另辟蹊径，寻求功耗尽可能低的电流检测元件。高频电流互感器可以很好地解决这个问题。

2. 电流传感器及其外围电路

电流传感器及其外围电路如图 3.19 所示。

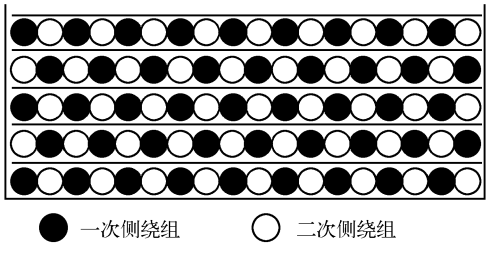


图 3.18 变压器绕组结构

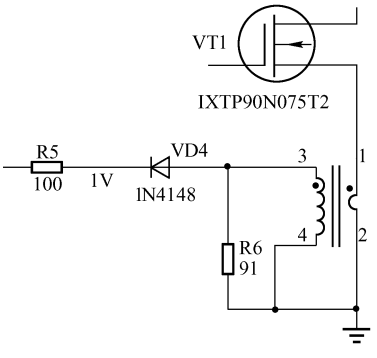


图 3.19 电流传感器及其外围电路

3. 磁芯的选择

所谓高频电流互感器是相对 50Hz 工频交流电而言的。工频电流互感器在高频条件下工作会有不可忽视的“铁耗”，为了避免这个“铁耗”需要选用高频特性好的铁氧体磁芯。最简单的方法就是采用 $\phi 10 \times 6 \times 4$ 锰锌铁氧体磁环。

4. 绕组的计算

一次侧绕组选 1 匝，可以选择 7 股 0.44mm 漆包线绞成一股。

二次侧绕组绕 200 匝，选用 0.25mm 线径漆包线。

5. 外围电路的计算

通过 1∶200 的变比，电流互感器的二次侧峰值电流从一次侧的 21A 转换成 10.5mA。

由于电流变得很低，因此二极管 VD_4 可以选择小信号开关二极管 1N4148。

电流转换电阻选 91Ω。

3.4.7 完整电路图详解

完整电路如图 3.20 所示。

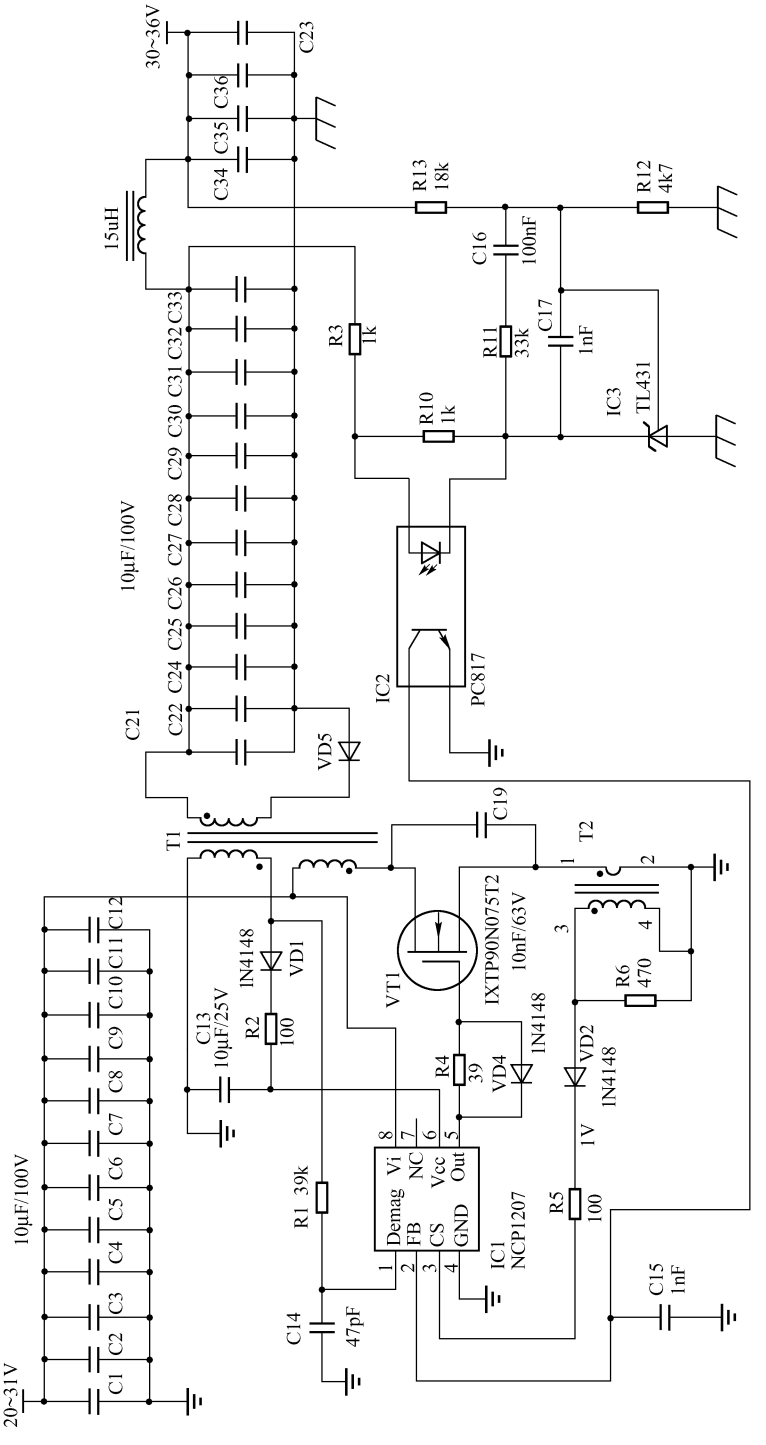


图3-20 完整电路

3.4.8 电路板图详解

电路板图如图 3.21 所示。

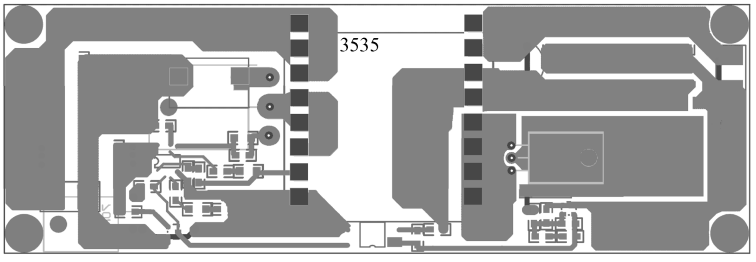


图 3.21 电路板图

这个图下面装散热器，为了调试方便，铜箔放置在顶层。

第4章　2007年竞赛试题：信号发生器（H题）【高职高专组】

4.1　试题

4.1.1　任务

设计并制作一台信号发生器，使之能产生正弦波、方波和三角波信号，其系统框图如图4.1所示。

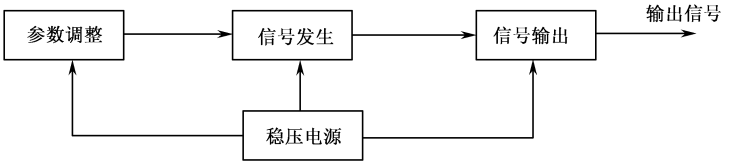


图4.1　信号发生器系统框图

4.1.2　要求

1. 基本要求

① 信号发生器能产生正弦波、方波和三角波3种周期性波形；

② 输出信号频率在100Hz～100kHz范围内可调，输出信号频率稳定度优于10^{-3}；

③ 在1kΩ的负载条件下，输出正弦波信号的电压峰—峰值V_{opp}在0～5V的范围内可调；

④ 输出信号波形无明显失真；

⑤ 自制稳压电源。

2. 发挥部分

① 将输出信号频率范围扩展为10Hz～1MHz，输出信号频率可分段调节：在10Hz～1kHz的范围内，步进间隔为10Hz；在1kHz～1MHz的范围内，步进间隔为1kHz。输出信号频率值可通过键盘进行设置；

② 在50Ω的负载条件下，输出正弦波信号的电压峰—峰值V_{opp}在0～5V的范围内可调，调节步进间隔为0.1V，输出信号的电压值可通过键盘进行设置；

③ 可实时显示输出信号的类型、幅度、频率和频率步进值；

④ 其他。

4.1.3　说明

设计报告正文应包括系统总体框图、核心电路原理图、主要流程图和主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序和完整的测试结果可用附件的形式给出。

4.1.4 评分标准

	项　　目	满　　分
设计报告	系统方案	4
	理论分析与计算	2
	电路与程序设计	6
	测试方案与测试结果	4
	设计报告结构及规范性	4
	总分	20
基本要求	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第①项	23
	完成第②项	13
	完成第③项	9
	其他	5
	总分	50

4.2 解决问题的思路

信号发生器是电子测试中的必备设备之一，最简单的信号发生器就是正弦波信号发生器。有人会觉得正弦波信号发生电路有什么难的？用文氏电桥不就解决了嘛！但是在实际应用中，要想用文氏电桥做出正弦波信号发生电路线并不那么简单，原因就是起振条件太苛刻，增益小一点不起振，增益大一点波形失真。因而出现了各种限幅电路、温度补偿电路，对于不是专业制造正弦波信号发生器的工程技术人员，调试过程可能需要较多的时间和精力，从成本角度考虑这是不经济的。因此，在 20 世纪 80 年代，美国哈里斯公司（现在的 Intersil 公司）推出了信号发生器 IC——ICL8038，我国后来仿制的型号为 5G8038，这使得正弦波信号的产生变得非常方便。不仅如此，ICL8038 还可以同时输出三角波信号和方波信号，可以满足较低级的信号源或信号发生器的要求。ICL8038 的大量应用使其价格相应变得很便宜。

本书推荐的是 MAXIM 的 MAX038 信号发生器电路，为什么不用 ICL8038？最主要的原因就是性能及调试方面的原因。ICL8038 的最高频率号称可以达到 1MHz，但实际上频率可达到 500kHz 以上时，其波形失真非常严重。不仅如此，ICL8038 的三角波信号和方波信号也不是很理想。而电子设计竞赛中往往要求很高的频率，这是 ICL8038 所不能胜任的。当然，波形质量不好也会在竞赛中丢分。因此，选择性能优异的 MAX038 是比较好的选择。

4.3 函数发生电路 MAX038 详解

在电子设计竞赛中，实现函数发生电路的最好方法就是利用 MAXIM 的 MAX038 信号发生器电路。

4.3.1 封装、引脚功能及内部原理框图

MAX038 可以构成高频信号发生器，能够产生 0.1Hz ~ 10MHz 的正弦波和方波/脉冲波

形。而且所产生的正弦波、三角波、方波的波形质量非常优异，是采用其他元件构成的函数发生电路所不能比拟的。

输出频率和工作周期可以通过调整相应引脚的定时电容器、定时电阻的参数实现。还可以通过调整波形设置引脚的电平，决定输出波形是正弦波，方波还是三角波。为了获得比较强的输出能力，输出端连接一个 MAX442 放大器缓冲，可以驱动一个 50Ω 的同轴电缆。

MAX038 的性能特点如下。

① 能精密地产生三角波、锯齿波、矩形波（含方波）、正弦波信号。

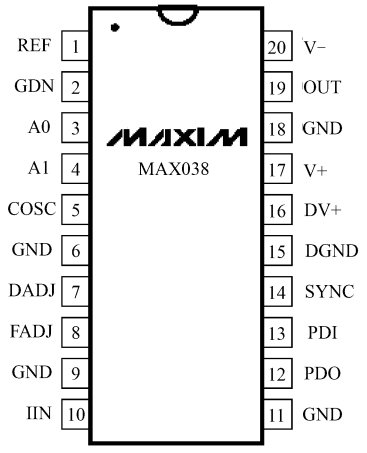


图 4.2　MAX038 的引脚功能图

② 频率范围为 0.1Hz ~ 20MHz，最高可达 40MHz，各种波形的输出幅度均为 $2V_{P-P}$。

③ 占空比调节范围宽，占空比和频率均可单独调节，二者互不影响，占空比最大调节范围是 10% ~90%。

④ 波形失真小，正弦波失真度小于 0.75%，占空比调节时非线性度低于 2%。

⑤ 采用 ±5V 双电源供电，允许有 5% 变化范围，电源电流为 80mA，典型功耗 400mW，工作温度范围为 0 ~70℃。

⑥ 内设 2.5V 电压基准，可利用该电压设定 FADJ、DADJ 的电压值，实现频率微调和占空比调节。

MAX038 一般为 DIP20 封装，各引脚功能如图 4.2 所示，各引脚功能注释如表 4.1 所示。

表 4.1　MAX038 的引脚功能注释

引脚序号	标记符号	功能说明
1	REF	2.5V 的基准电压输出
2，6，9，11，18	GND	地
3	A0	波形选择编码输入端（兼容 TTL/CMOS 电平）
4	A1	波形选择编码输入端（兼容 TTL/CMOS 电平）
5	COSC	主振器外接电容接入端
7	DADJ	占空比调整输入端
8	FADJ	频率调整输入端
10	IIN	电流输入端，用于频率调节和控制
12	PDO	相位检测器输出端，若相位检测器不用，该端接地
13	PDI	相位检测器基准时钟输入端，若相位检测器不用，该端接地
14	SYNC	TTL/CMOS 电平输出端，用于同步外部电路，不用时开路
15	DGND	数字地，在 SYNC 不用时开路
16	DV +	数字 +5V 电源，若 SYNC 不用，该端开路
17	V +	+5V 电源输入端
19	OUT	正弦、方波或三角波输出端
20	V –	–5V 电源输入端

MAX038 的内部框图如图 4.3 所示。

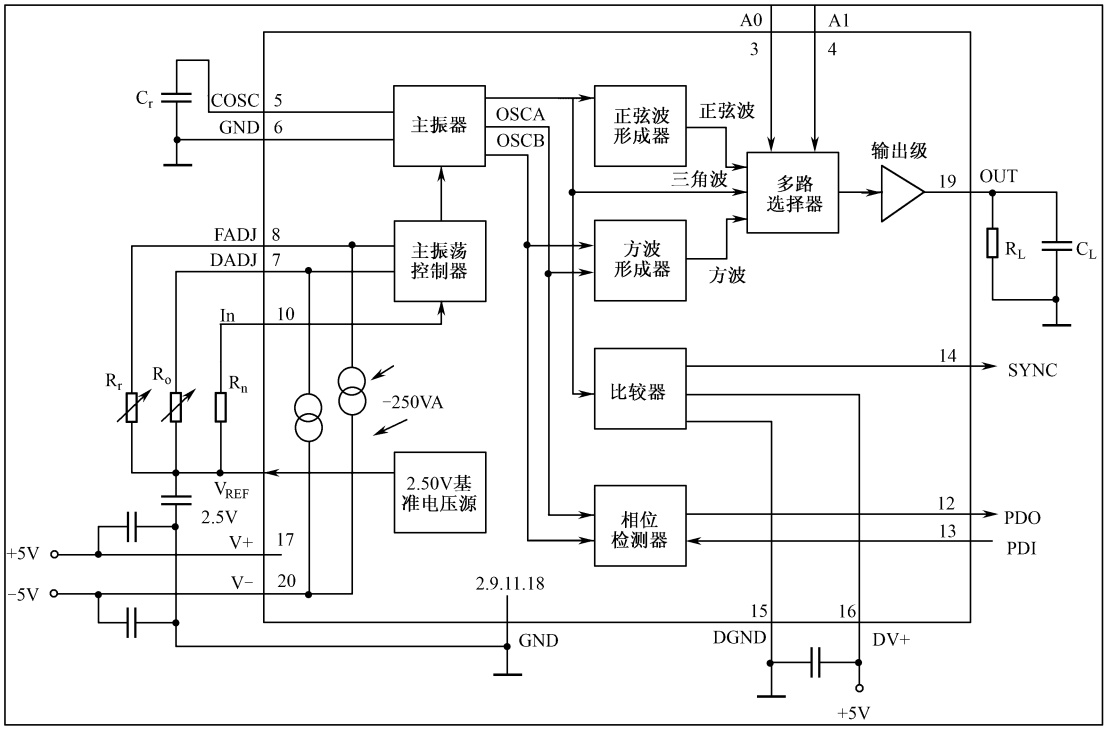


图 4.3　MAX038 的内部框图

MAX038 的内部框图主要包括主振器、主振荡控制器、2.50V 基准电压源、正弦波形成器、方波形成器、比较器、多路选择器、输出级和相位检测器。在 COSC 与 COM 之间接上振荡电容 C_r，利用恒定电流 I_{IN}向 C_r充电和放电，即可形成振荡，产生一个三角波和两个矩形波。图 4.3 中，振荡器输出的三角波经正弦波形成器变换成等幅、低失真的正弦波。多路模拟开关则从输入的正弦波、三角波和矩形波中选择一种，作为输出。波形种类由地址 A0、A1 的逻辑电平来设定。与此同时，三角波还经过比较器从 SYNC 端输出，可作为外部振荡器的同步信号。

4.3.2　基本功能的实现

1. 不同波形的输出

MAX038 的输出波形有 3 种，由波形设定端 A0（3），A1（4）控制，其编码如表 4.2 所示。其中，X 表示任意状态，1 为高电平，0 为低电平。为了保证波形设置端的可靠输入，需要在其引脚 A0 和 A1 上分别连接 10kΩ 上拉电阻到 +5V 电源。为了保证输出的波形可靠，可用 MAX038 分别构建成相互独立的正弦波、方波、三角波 3 种波形发生器。

表 4.2　A0 和 A1 的编码

A0	A1	波　　形
X	1	正弦波
0	0	方波
1	0	三角波

2. 输出频率的控制

MAX038 的输出频率由 IIN 端的注入电流、COSC 端所接的定时电容器的电容量、FADJ 端的电压决定。当 $V_{FADJ}=0V$ 时，输出频率仅取决于 IIN 端的注入电流、COSC 端所接的定时电容器的电容量。输出频率为

$$F_O = \frac{I_{IN}}{C_{OSC}} \tag{4.1}$$

式中，F_O、I_{IN}、C_{OSC}的单位分别为：MHz、μA、pF。

其中，注入到 IIN 端的电流范围为 2～750μA，定时电容器的电容量范围为 20pF～100μF。而注入 IIN 端的电流由 IIN 端与基准电压（REF）端之间的电阻值决定

$$I_{IN} = \frac{V_{REF}}{R_{IN}} \tag{4.2}$$

式中，$V_{REF}=2.5V$，这样输出频率与 C_{OSC}、R_{IN}的关系为

$$F_O(MHz) = \frac{V_{REF}}{R_{IN} \cdot C_{OSC}} = \frac{2.5(V)}{R_{IN}(M\Omega) \cdot C_{OSC}(pF)} \tag{4.3}$$

输出频率与 C_{OSC}、R_{IN}的关系也可以用图 4.4 描述。

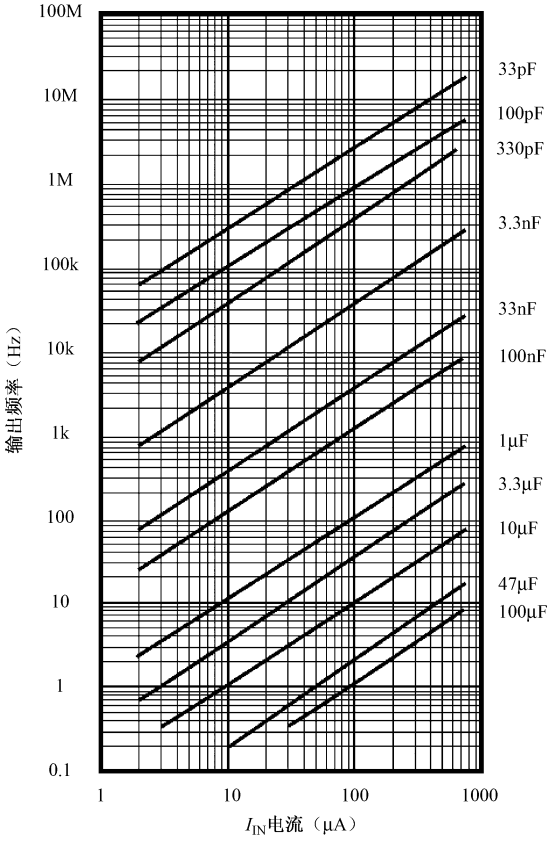


图 4.4　输出频率与 C_{OSC}、R_{IN}的关系

3. 利用 FADJ 端电压调节输出频率

如果 FADJ 端电压不为零，则输出频率与 FADJ 端电压的关系如图 4.5 所示。

从图 4.5 中可以看到，随着 FADJ 端电压在 −2.5 ~ +2.5V 之间变化，输出频率将在 1.7 ~0.3 倍标幺值的频率范围内变化，可以利用外界电压对 FADJ 端电压的控制，使 MAX038 的输出频率在一定范围被外界电压调节；也可以利用闭环控制方式，使得 MAX038 的输出频率与外界频率同步并锁相；还可以利用调节 FADJ 端电压的方法实现扫频功能，其波形如图 4.6 所示。

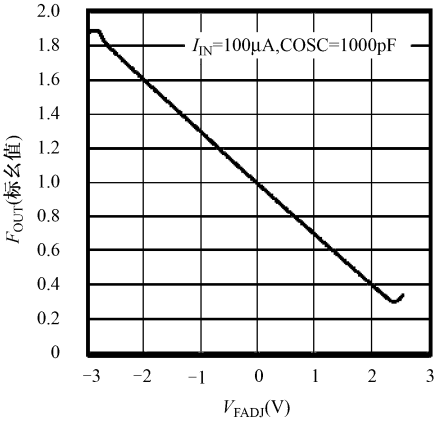
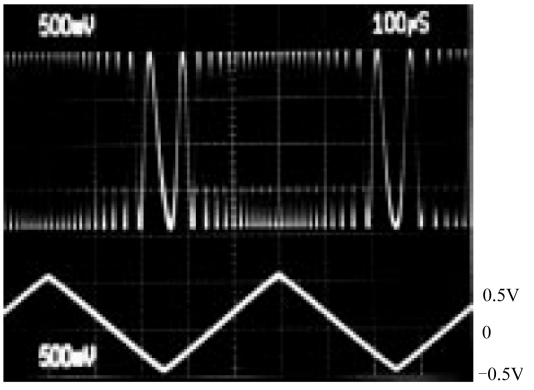


图 4.5　输出频率与 FADJ 端电压的关系



TOP：OUTPUT
BOTTOM：FADJ

图 4.6　调节 FADJ 端电压实现扫频功能的波形

4. 利用 DADJ 端调节占空比

如果需要调节占空比，可以通过调节 DADJ 端电压实现，如图 4.7 所示。调节 DADJ 端电压实现占空比调节的波形如图 4.8 所示。

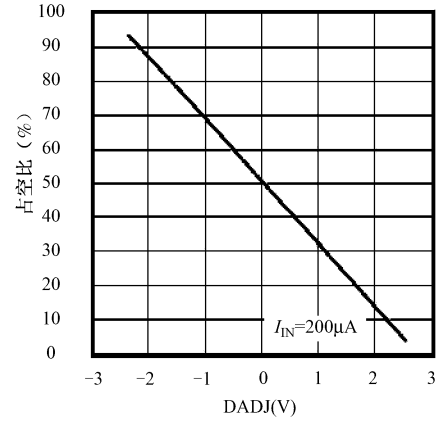
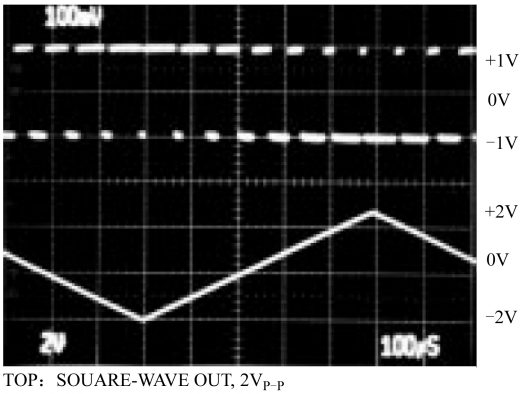


图 4.7　调节 DADJ 端电压实现占空比调节



TOP：SOUARE-WAVE OUT, $2V_{P-P}$
BOTTOM：$V_{DADJ,}$ −2V to+2.3V

图 4.8　调节 DADJ 端电压实现占空比调节的波形

4.3.3　MAXIM 的评估电路

1. 电路

为了使用户用好 MAX038，MAXIM 给出了具备基本函数发生功能的评估电路，如图 4.9

所示为通用 MAX038 波形发生器原理图。

在这个评估电路上，可以实现 MAX038 的基本功能，如函数发生、频率调节、占空比调节、波形选择等。由于 MAX038 的输出电压幅度有限，需要在输出加一级缓冲放大电路。MAX038 的最高工作频率可达 10MHz，常规的集成运算放大器的频带宽度已经不能适应要求，因此在评估电路中选择了 MAXIM 的视频放大器 MAX442，将 MAX038 的输出电压放大，并增强了输出驱动能力。由于输出频率已经很高，故输出端子采用 BNC 插座。

2. 功能简介

为了方便地了解 MAX038 的各个功能，在评估板上设置了电源端、输出端、电压基准端、同步端、频率调节端、占空比调节端、波形选择端、定时电流注入端、相位检测输入端和输出端。同时，为了方便调试，评估板提供了跳线 JU1 ~ JU8 的位置，用以实现波形的选择（JU1、JU2）、频率调节的方式选择（JU3）、占空比调节方式的选择（JU4）、定时电路注入电流方式的选择（JU5）、数字地接地方式选择（JU6）、MAX442 输入端 IN1 的处理方式选择（JU7）、缓冲驱动电路 MAX442 的输入端方式选择（JU8）。其中，JU6、JU7、JU8 在正常应用时是必须连接的。

（1）波形的选择（JU1、JU2）

由于评估电路中 MAX038 的 A0、A1 端均通过 10kΩ 电阻接到 +5V 电源上，相当于逻辑“1”，可以通过选择跳线 JU1、JU2 将 A0 或 A1 是否接地（相当于逻辑“0”），来选择输出波形是正弦波、三角波还是方波，对应的逻辑关系如表 4.2 所示，这里不再赘述。

（2）频率调节方式的选择（JU3）

评估板的频率调节方式是采用改变 FADJ 端电压实现的。当跳线 2 –3 连接时，FADJ 端接地，不起作用；当跳线 1 –2 连接时，频率调节可以通过可调电阻 R2 实现，控制电压范围是 0 ~ 2.5V；当跳线 JU3 悬空时，FADJ 电压（频率调节）受外接电压控制，控制电压范围是 0 ~ 2.5V。

（3）占空比调节方式的选择（JU4）

评估板的占空比调节方式是通过改变 DADJ 端电压实现的。当跳线 2 –3 连接时，DADJ 接地，不起作用，占空比为固定值 50%；当跳线 1 –2 连接时，占空比调节可以通过可调电阻 R1 实现，控制电压范围是 0 ~ 2.5V；当跳线 JU4 悬空时，DADJ 电压（占空比调节）受外接电压控制。

（4）定时电路注入电流方式的选择（JU5）

定时电路的注入电流 I_{IN} 的方式可以通过改变跳线 JU5 的接线方式实现。当跳线 JU5 连接时，频率调节可以通过可调电阻 R3 实现，频率取决于可调电阻 R3 的数值；当跳线 JU5 悬空时，I_{IN} 受外接电路控制。

由于评估电路中的定时电容器是固定的，用可调电阻 R3 改变输出频率的范围约为 16 倍（R3 与 R12 的电阻值的比值）。

需要注意的是，MAX038 的模拟正电源（V +）、负电源（V –）、数字正电源（DV +）、MAV038 的内电源基准，以及输出端冲驱动器 MAX442 的 ±15V 电源均需要对地接特性良好的旁路电容器。所谓性能良好的电容器是指不仅要频率特性良好（因为 MAX038 的工作频率可达 20MHz），还要具有尽可能低的等效串联电阻，以尽可能使旁路电容器吸收电路产生的纹波电流。随着陶瓷贴片电容器性能的进步和价格的降低，笔者推荐评估板中所有的旁路

电容器选用陶瓷贴片电容器。电容量应根据电路中产生的负载电流和纹波电流的大小选择，可以按图 4.9 所示的电路中所给的数值选择。

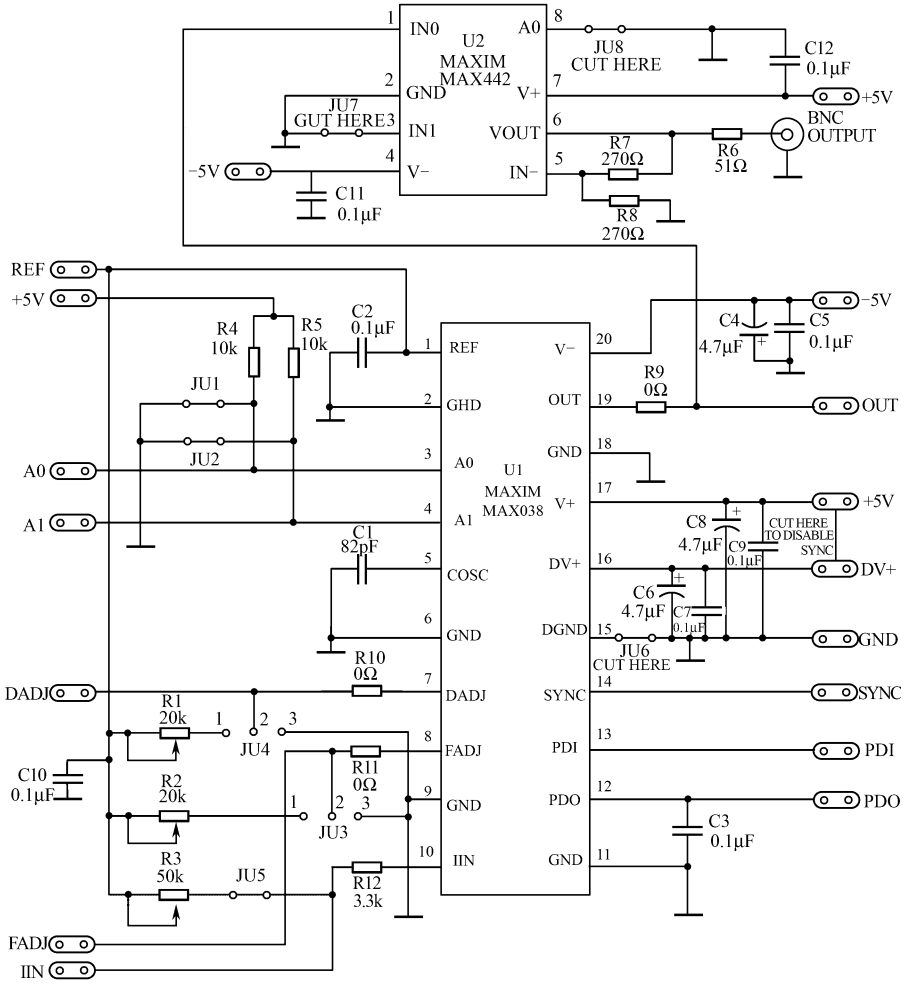


图 4.9　通用 MAX038 波形发生器原理图

3. 电路板图

图 4.9 所示的评估电路的印制电路板如图 4.10 至图 4.13 所示。其中，图 4.10 所示为评估板实物图，图 4.11 所示为评估板的元件排布图，图 4.12 所示为评估板的元件面（顶层）的电路板图，图 4.13 所示为评估板的焊接面（底层）电路板图。

从电路板图可以看出，这是一个高频电路板的设计方法，元件面和焊接面均采用大平面接地，将各电路隔离起来，防止相互之间的有害耦合。可以在这个评估电路板的基础上，根据自己的需要加以适当地改进，以获得符合要求的电路板图设计。通过评估电路及评估电路板的制作，可以测试了解 MAX038 的基本性能，为设计符合要求的信号发生器电路打下良好的基础。这就是笔者推荐 MAXIM 评估电路及评估电路板的最主要原因。还可以在评估电路

板图的基础之上，以附加电路及电路板的形式实现所需要的功能，这样可以减少电子设计竞赛过程中消耗的时间，这是笔者推荐 MAXIM 的 MAX038 评估电路的第二个原因。



图 4.10 评估板实物图

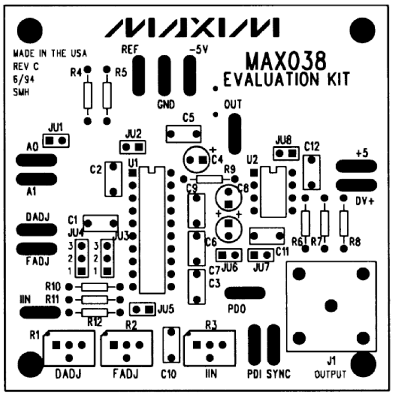


图 4.11 评估板的元件排布图

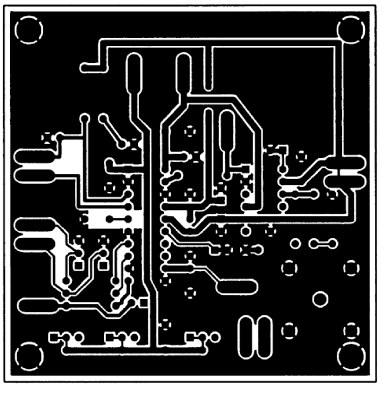


图 4.12 评估板的元件面（顶层）的电路板图

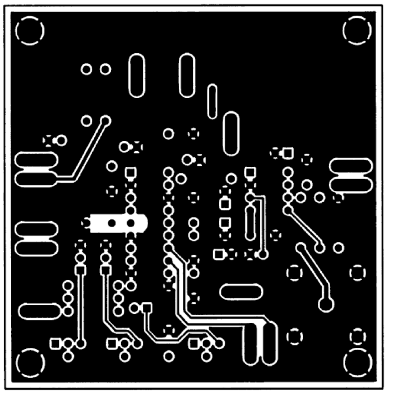


图 4.13 评估板的焊接面（底层）电路板图

4.4 应用函数发生电路 MAX038 的频率及占空比的数字控制

使 MAX038 评估电路成为适用的电路或者符合竞赛要求的电路设计，需要在评估电路的基础上实现频率及占空比的数字控制。

4.4.1 频率的数字控制

MAX038 输出频率可以通过调节定时电容器的电容量来实现，也可以通过调节 IIN 端注入电流（改变电阻 R3 及 R12 的电阻值）实现，还可以通过改变 IIN 端施加的电压方式改变。

输出频率数字控制的基本思路是，利用第 3 章中数字控制的相关内容，改变 MAX038 输出频率的条件，使得输出频率按设置的要求变化。

第一，通过改变定时电容器电容量的方法改变输出频率。理论上这种思路是没有问题

的，但是在实际上通过式（4.1）和式（4.3）可以看到，由于定时电容器的电容量在表达式的分母上，这使得输出频率与定时电容器电容量的关系为非线性，这给选择定时电容器带来很大麻烦。如果能选用其他方法就尽可能不采用切换定时电容器的方法，只有在实在不得已时才应用。

第二，通过改变 IIN 端所接电阻的阻值的方法也可以获得输出频率的数字控制。但是与切换定时电容器一样，IIN 端所接电阻的阻值在式（4.3）中，同样是在分母上，也会带来电阻选择带来很大的麻烦。

第三，就是改变 IIN 端的施加电压实现输出频率的变化。从式（4.3）可以看到，当定时电容器和 IIN 端电阻值固定时，输出频率将唯一取决于 IIN 端的施加电压。由于这个电压在频率关系式中分子的位置，与输出频率是线性关系，因此线性调节 IIN 端施加电压的电压值就可以先行调节输出频率。

根据这个思路，可以利用权电阻切换网络后加跟随器的方式，控制 IIN 端的施加电压控制。根据集成运算放大器的加法电路原理，将基准电压通过不同的权电阻加到反相放大器的反相端，利用反相放大器反馈电阻与输入电阻电流相等的原理和虚地的原理，将不同的权电阻产生的输入电流施加到反馈电阻，反馈电阻的电压就是输出电压。为了进一步降低电路的输出阻抗，在反相放大器后可接一级跟随器电路。

集成运算放大器应选择“精密运算放大器”，如 OP07。需要注意的是，反相放大器的最大增益达到 1000 倍，这使得输出失调电压不能忽略，需要加输出调零电路，给输出端调零。调零电路参数按 OP07 数据表所给的参数选择。

以反馈电阻流过的电流为 2.5mA 为例，对应的反馈电阻 $R_F=1k\Omega$，对应的输入电阻为 $R_{800}=2.5k\Omega$、$R_{400}=5k\Omega$、$R_{200}=10k\Omega$、$R_{100}=21k\Omega$；$R_{80}=25k\Omega$、$R_{40}=50k\Omega$、$R_{20}=100k\Omega$、$R_{10}=200k\Omega$；$R_8=250k\Omega$、$R_4=500k\Omega$、$R_2=1M\Omega$、$R_1=2M\Omega$。

权电阻切换网络与跟随器电路如图 4.14 所示。

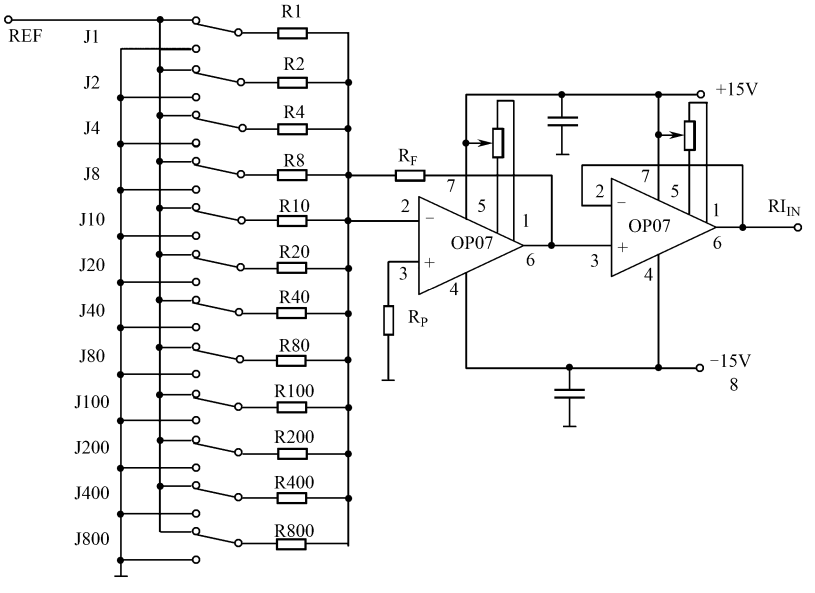


图 4.14　权电阻切换网络与跟随器电路

图 4.14 所示的电路可以获得 0 ~ 999 倍的频率变化范围。而实际上，当 IIN 端电流小于 2μA 或大于 750μA 时不可控，一次实际的频率变化范围约为 350 倍。也就是说在 1MHz 时，频率的步进可以接近 1kHz，输出频率为 1kHz 时的频率步进可以达到 1Hz。这就是为什么要设置三位数的 IIN 端施加电压的原因。

如果需要频率变化范围更大，就需要在改变 IIN 端施加电压的同时切换定时电容器。切换定时电容器可以按每 10 倍频切换电容器的方法实现，这样电容器的电容量比较好选择。需要注意的是，在切换定时电容器的同时，IIN 端施加电压的设置需要变换一个十进制位，以保证输出频率保持最小的步进。

4.4.2 占空比的数字控制

占空比的变化可以按 DADJ 端电压从 -2.5V 变化到 +2.5V 对应的占空比变化为 5% ~ 95% 计算，也可以理解为 DADJ 端电压从 -2.75V 变化到 +2.75V 对应占空比变化为 0% ~ 100% 。对应的占空比调节控制电路如图 4.15 所示。

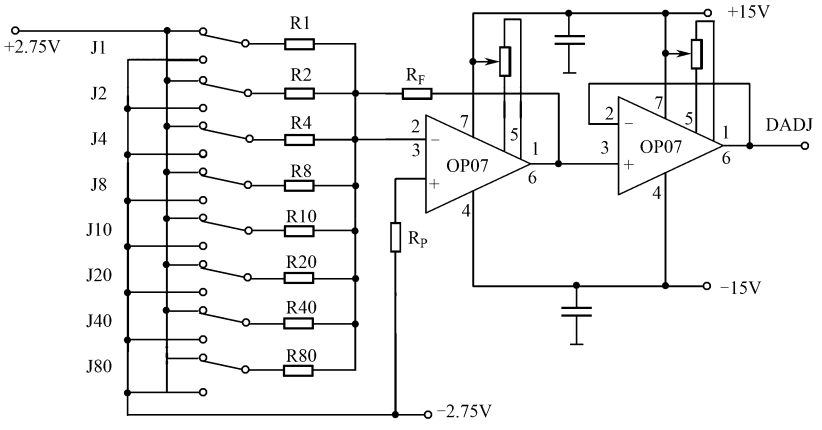


图 4.15 占空比调节控制电路

4.5 用函数发生电路 MAX038 实现正弦波、方波、三角波发生电路

如果需要同时输出正弦波、方波、三角波，单个 MAX038 将不能实现，可以用 3 个 MAX038 同步的方法实现。再通过波形选择，在 3 个输出上分别得到正弦波、方波、三角波信号。

也可以直接利用前面设计的电路，再加以同步即可。

MAX038 的相位检测及同步实现的电路如图 4.16 所示。

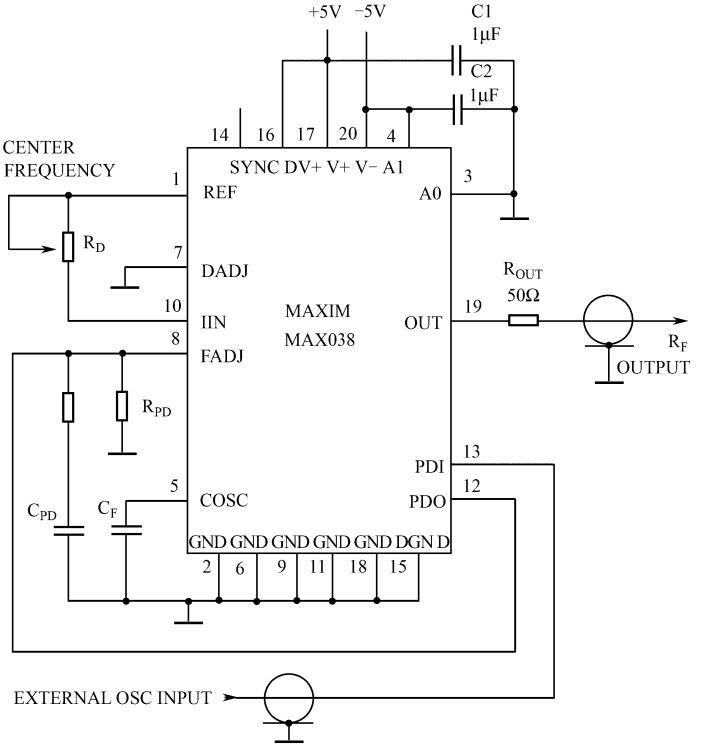


图 4.16　MAX038 的相位检测及同步实现的电路

4.6　耳机放大器的利用

如果 MAX442 买不到，可以应用容易买到的耳机放大器。其主要原因是耳机放大器的单位增益带宽（可达 5MHz）明显宽于集成运算放大器，而且具有强大的驱动能力。

4.6.1　耳机放大器简介

耳机放大器是专为耳机提供音频功率的低功率水平的功率放大器，随着便携式放声（如手机、MP3 等）的普遍应用，耳机放大器的需求量大大增加。

耳机放大器的负载是耳机，它的阻抗为 32Ω，对输出功率要求不大，有 100mW 就足够了。

耳机放大器一般为立体声放大器，即双声道放大器。与集成功率放大器一样，耳机放大器应具有过热和短路保护的功能，尤其是短路保护功能，由于耳机需要经常地插拔，很可能出现短路现象。

耳机放大器要求在 32Ω 负载下的额定功率和 1kHz 条件下的总谐波失真要低于 0.1%，在整个频带内（20Hz～20kHz）要具有不高于 0.2% 的总谐波失真。

由于耳机放大器多应用于便携式电子设备，因此封装形式为表面贴装的封装。

以下是 TI 公司生产的耳机放大器 TPA152 的基本电路与性能分析。

4.6.2 耳机放大器 TPA152 的基本电路

TPA152 为 8 引脚 SOIC 封装形式，如图 4.17 所示，其引脚排列如图 4.18 所示。

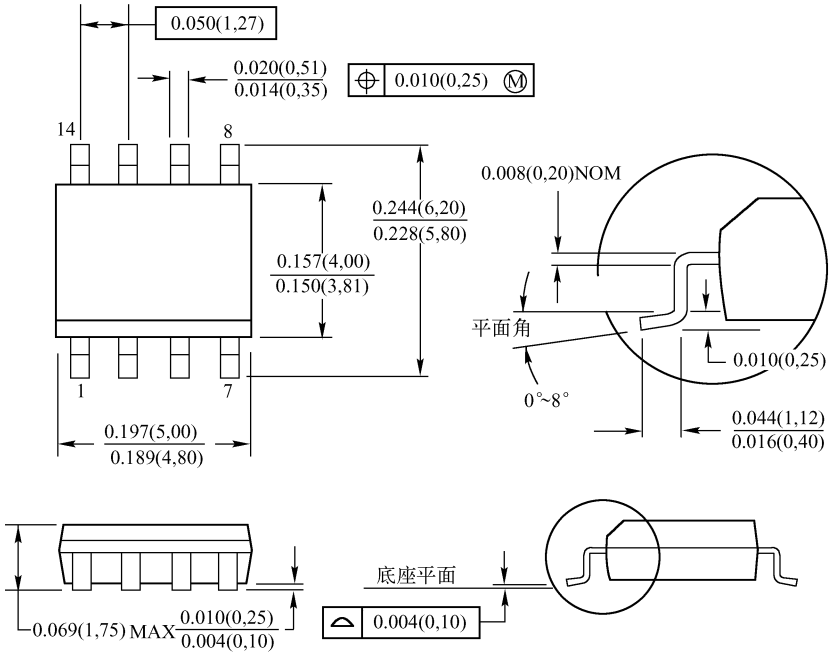


图 4.17　TPA152 的封装形式

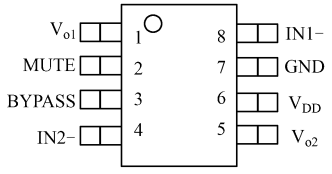


图 4.18　TPA152 的引脚排列

图 4.18 中的引脚功能的描述如表 4.3 所示。

表 4.3　TPA152 的引脚功能的描述

引　脚　号	引 脚 名 称	I/O	功 能 描 述
3	BYPASS		为 IC 内部的中点电压提供旁路电容，电容量为 0.1 ~ 1μF
7	GND		接地端
8	IN1 −	I	通道 1 的反相输入端
4	IN2 −	I	通道 2 的反相输入端
2	MUTE	I	该端为逻辑高电平时，IC 进入静音状态
6	V_{DD}	I	IC 的电源正端
1	V_{o1}	O	通道 1 的输出端
5	V_{o2}	O	通道 2 的输出端

TPA152 的内部简要原理框图如图 4. 19 所示。

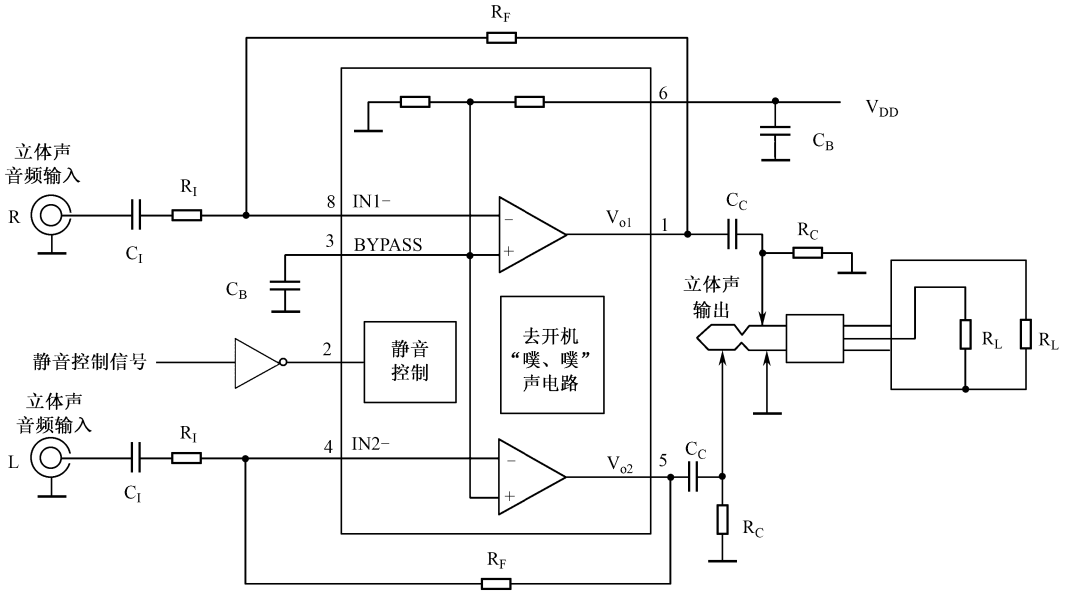


图 4. 19　TPA152 的内部简要原理框图

从图 4. 19 中可以看出，TPA152 内部的放大器实际上就是运算放大器，只不过输出功率比常规运算放大器高。同样，由于是单电源供电，TPA152 也存在单电源供电需要解决的问题，也就是放大器的同相输入端需要接到电源的中点。因此，在芯片内部带有分压电阻，分压电阻的中点接放大器的同相输入端。为了保证同相输入端的“电源”低阻抗，需要给这个中点电压并联旁路电容器，也就是引脚 3 的外接电容器。

由于 TPA152 内部的放大器只是接成运算放大器的形式，整个放大器的闭环增益需要外接电阻实现，即图 4. 19 中的 R_F、R_I，对应的闭环增益就是 R_F、R_I的比值。这个比值通常为 1，电阻值选择 20kΩ。

再不需要音量时，可以采用静音方式，这样可以避免反复开机。静音方式可以通过静音控制端实现，当静音控制端为逻辑高电平时，电路为静音状态。

在开机过程中，OCL 功率放大器不可避免地会出现开机的“噗、噗”声，为了消除这个“噗、噗”声，TPA152 设置了开机“噗、噗”声消除电路。外接的 RC 有利于抑制“噗、噗”声。

4. 6. 3　耳机放大器 TPA152 性能分析

1. TPA152 的极限参数

TPA152 的极限参数如下。

电源电压 V_{DD}：6V；

输入电压 V_I：$-0.3V \sim V_{DD}+0.3V$；

持续可承受的功率耗散：由内电路限定。环境温度不高于 25℃时为 724mW，环境温度高于 25℃需要降额适用，降额因数为 5. 8mW/℃；环境温度为 70℃时，允许耗散的功率将

降低到464mW；环境温度达到85℃时，耗散功率需要降低到376mW；

工作结温范围：－40 ～ ＋150℃；

外壳工作温度范围：－40 ～ ＋125℃；

存储温度范围：－65 ～ ＋260℃；

距外壳1.6mm处引脚持续10s的焊接温度：＋260℃。

2. TPA152的一般应用参数

TPA152的工作电压推荐使用4.5～5.5V；应用环境温度－40 ～ ＋85℃。

TPA152的直流电特性如表4.4所示。

表4.4　TPA152的直流电特性

特　性	测试条件	最小值	典型值	最大值	单　位
输出失调电压（V_{OD}）				10	mV
电源电压抑制比	V_{DD} = 4.9～5.1V		81		dB
电源电流（I_{DD}）			5.5	14	mA
电源静音状态电流（$I_{DD(MUTE)}$）			5.5	14	mA
输入阻抗（Z_I）			>20		MΩ
环境温度为25℃，V_{CC} = 5V					

TPA152的交流电特性如表4.5所示。

表4.5　TPA152的交流电特性

特　性	测试条件	典型值	单　位
输出功率（P_O）	THD≤0.03%，闭环增益为1	75	mW
总谐波失真（THD＋N）	P_O = 75mW，20Hz～20kHz，闭环增益为1	0.2%	
最大输出功率带宽（B_{OM}）	闭环增益为5，THD≤0.6%	>20	kHz
相角裕量	开环	80°	
电源纹波抑制比	1kHz，C_B = 1μF	65	dB
静音衰减		110	dB
通道隔离度		102	dB
信噪比	V_o = 1V_{rms}，闭环增益为1	104	dB
无输出时的输出电压（V_n）		6	μV_{rms}
V_{DD} = 5V，环境温度为25℃，负载电阻为32Ω			

3. TPA152的特性曲线

在这里，我们关心的是耳机放大器的开环增益频率特性，从开环增益频率特性可以知道耳机放大器在闭环条件下的频带宽度。TPA152耳机放大器的开环增益和相位的频率特性如图4.20所示。

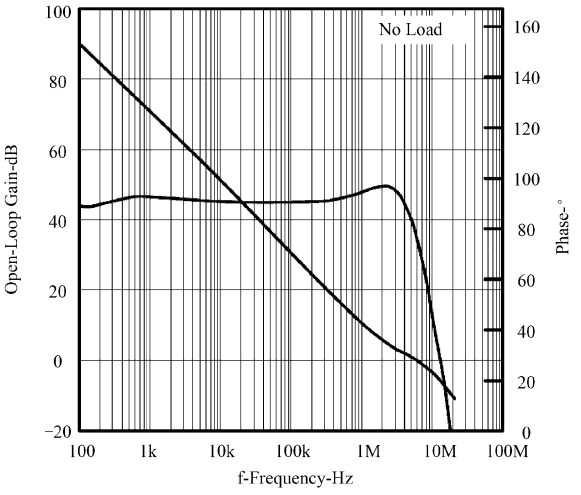


图 4.20　TPA152 耳机放大器的开环增益和相位的频率特性

TPA152 在无负载的条件下（空载），单位增益带宽可以达到 5MHz，相位裕量约 85°。这是一般的集成功率放大器所不具备的。TPA152 具有如此宽的相位裕量主要是考虑放大器要工作在闭环增益为 −1 的条件下，而一般的集成功率放大器的相位裕量几乎为零。

4.6.4　TPA152 作为驱动放大器的应用

由于 MAX038 的输出电压幅度和驱动能力可能不能满足要求，如 2005 年电子设计竞赛试题 A 题要求输出电压为 1V 时能驱动 50Ω 的负载，其发挥部分要求输出电压幅度达到 6V，驱动 50Ω 的负载。

MAX038 的正弦波输出幅度仅 $2V_{P\text{-}P}$，如果要实现 $6V_{P\text{-}P}$的幅度，就必须要有 3 倍增益的放大器。对于大多数集成运算放大器、集成功率放大器来说，3 倍增益下的频带宽度要在 1MHz 以上几乎不可能，对于集成功率放大器来说，如此低的闭环增益还可能导致自激振荡。所以在考虑各种因素后，选择 5MHz 的单位增益带宽，可以在单位闭环增益下正常工作的耳机放大器 TPA152 将是不错的选择。

接下来的问题是如何应用耳机放大器 TPA152。由于 TPA152 是双通道放大器，应该利用这一特点，尽可能地降低放大器的闭环增益，提高其频带宽度。

由于耳机放大器采用的是同相输入放大器，因此两个放大器中的其中一个需要反相一次。可以应用优值运算放大器 TL082（比较容易买到），TL082 的单位增益带宽为 3MHz，在单位的闭环增益内也可以满足 3MHz 的带宽要求，这样就可以将耳机放大器的闭环增益设置为 2.5，以获得 2MHz 频带宽度。用 TL082 和耳机放大器构成的缓冲放大器电路如图 4.21 所示。

图 4.21 中，反相放大器与同相放大器的闭环增益均为 1 倍，电阻 R1 可以选择 10kΩ，电阻 R2 可以选择 10kΩ，匹配电阻 R3 选择 5kΩ，电阻 R4 悬空，电阻 R5 选择 10kΩ，R6 为 0Ω，这样电路就是单位增益的跟随器电路。

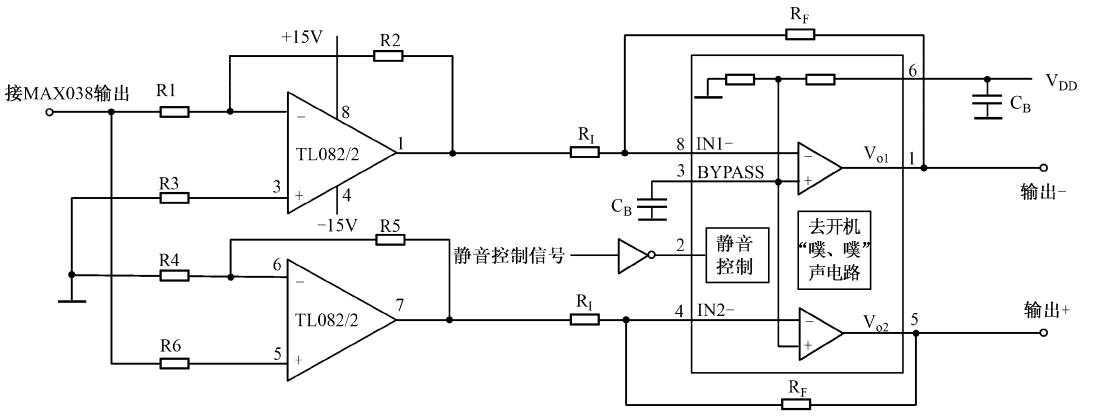


图 4.21　用 TL082 和耳机放大器构成的缓冲放大器电路

4.6.5　输出电压幅度的调节

输出电压幅度的调节可以在输出驱动和 MAX038 输出之间加一个可程控的放大器即可，不同的是，这个放大器增益小于 1 或者小于 2，增益在 0.02 ~ 1 或 0.04 ~ 2 的范围内调节。可控衰减电路如图 4.22 所示。

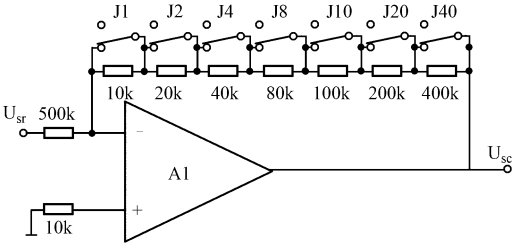


图 4.22　可控衰减电路

图 4.22 中，增益电阻接小型继电器的常闭触点，只有继电器励磁线圈得电时才能将短接增益电阻的常闭触点断开，使增益电阻起作用。放大器 A1 可以是优值放大器 TL082。电路的输入端接 MAX038 的输出，电路的输出接输出驱动电路的输入端。

所有程控部分的继电器励磁线圈控制和预置电路设计，可参阅本书第 13 章的相关内容。

第5章　2007年竞赛试题：可控放大器（1题）【高职高专组】

5.1　试题

5.1.1　任务

设计并制作一个可控放大器，其组成框图如图5.1所示。放大器的增益可设置，低通滤波器、高通滤波器、带通滤波器的通带、截止频率等参数可设置。

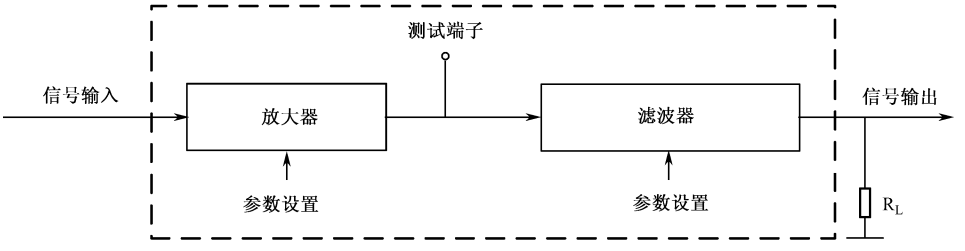


图5.1　可控放大器组成框图

5.1.2　要求

1. 基本要求

① 放大器输入正弦波信号电压振幅为10mV，电压增益为40dB，通频带为100Hz～40kHz，放大器输出电压无明显失真。

② 滤波器可设置为低通滤波器，其－3dB截止频率f_c在1～20kHz范围内可调，调节的频率步进为1kHz，$2f_c$处放大器与滤波器的总电压增益不大于30dB，$R_L=1k\Omega$。

③ 滤波器可设置为高通滤波器，其－3dB截止频率f_c在1～20kHz范围内可调，调节的频率步进为1kHz，$0.5f_c$处放大器与滤波器的总电压增益不大于30dB，$R_L=1k\Omega$。

④ 截止频率的误差不大于10%。

⑤ 有设置参数显示功能。

2. 发挥部分

① 放大器电压增益为60dB，输入正弦波信号的电压振幅为10mV，增益10dB步进可调，通频带为100Hz～100kHz。

② 制作一个带通滤波器，中心频率为50kHz，通频带为10kHz，在40kHz和60kHz频率

处，要求放大器与带通滤波器的总电压增益不大于45dB。

③ 上述带通滤波器中心频率可设置，设置范围为40～60kHz，步进为2kHz。

④ 电压增益、截止频率误差均不大于5%。

⑤ 其他。

5.1.3 说明

关于本试题的相关说明如下：

① 正弦波输入信号由信号源提供。

② 放大器输出端应留测试端子。

③ 设计报告正文应包括系统总体框图、核心电路原理图和主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序和完整的测试结果可用附件的形式给出。

5.1.4 评分标准

	项　　目	满　　分
设计报告	系统方案	4
	理论分析与计算	3
	电路设计	4
	测试方案与测试结果	5
	设计报告结构及规范性	4
	总分	20
基本要求	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第①项	15
	完成第②项	14
	完成第③项	10
	完成第④项	6
	其他	5
	总分	50

5.2 放大器部分的设计

整个试题可以分为放大器部分和滤波器部分，分别分析与解决，这样可以简化设计。由于将试题分解为两部分，就可以让参赛队员分两组并行设计、制作与调试，尽可能地减少竞赛需要的时间。

5.2.1 试题来源

本试题放大器部分的思路可能来自于科学出版社2006年出版的(日)远坂俊昭著、彭军译《测量电子电路设计—模拟篇》一书第二章的内容，这一章的一开始就讲述了一个增益为60dB、带宽0～100kHz的放大器电路。与本试题的基本内容中放大器增益和带宽基本相同，因此可以认为本试题来自于这本书。

5.2.2 设计思路

放大器部分的设计可以分为放大电路设计和程控设计两部分。

首先，设计方案要尽可能覆盖试题的基本部分和发挥部分，在这样的设计思路下可以一次设计具有发挥部分的功能，以获得尽可能高的分数。也就是说，放大电路的增益要达到60dB，带宽要达到100kHz。其次，选择放大电路框架，是采用分立元件还是采用集成运算放大器？为了使设计具有可实现性，并尽可能低地降低设计风险，本试题的放大器部分应采用集成运算放大器。

接下来的问题是放大电路结构的选择与设计。

5.3 放大器的设计详解

5.3.1 单级放大或两级放大的判定

乍一看试题似乎非常简单，不就是放大电路，增益为60dB吗？然而增益的获得并不是问题，问题是放大器在增益为60dB下的带宽。通用集成运算放大器的单位增益带宽约为1MHz，也就是说，通用集成运算放大器在增益为1dB（开环或闭环）的条件下的带宽为1MHz；或者说如果增益不是1dB，而是高于1dB时，频带宽度与增益的乘积为1MHz，随着增益的升高，带宽也随着降低，总之增益与带宽的乘积为固定值。

如果放大电路采用单级放大电路，60dB（1000倍）增益和100kHz的带宽，需要集成运算放大器的单位增益带宽为100MHz。如此单位增益带宽且开环增益在80dB以上的集成运算放大器几乎找不到，不仅如此，如此高的闭环增益，输入电阻和反馈电阻的取值也将是很困难的。

由于单级放大器不能实现试题基本部分和发挥部分的目标，必须采用两级放大器电路结构，每一级采用31.7倍或者32倍的闭环增益。

两级放大器在整个电路100kHz带宽对应的单级单位增益带宽将不止3.2MHz，应高于这个数值。单位增益带宽应至少在5MHz，甚至应选择单位增益带宽为10MHz的集成运算放大器。

5.3.2 放大器的选择

既然要选择单位增益带宽5MHz以上的集成运算放大器，就要在众多的集成运算放大器型号中选择。最有效的方法就是登录集成运算放大器生产厂商网站，最主要的如美国得州仪器的网站：www.ti.com，美国的模拟器件公司的网站：www.analog.com，美国美信公司网站：www.maxim-ic.com，美国国家半导体网站：www.national.com等。到那些网站上单击运算放大器，然后选择单位增益带宽参数，就可以显示出符合要求的相关集成运算放大器的型号，一般最容易买到的、最典型的就是NE5534。

NE5534的基本数据与一般的集成运算放大器基本相同。NE5534的最大特点是具有较宽的单位增益带宽，典型值为10MHz。不仅如此，NE5534还是低噪声集成运算放大器，由于增益为60dB，其输入信号肯定一般很低，一般在毫伏级。受集成运算放大器输出电压幅值所限，其幅值不会超过10mV，这样最大的输入有效值信号不能高于7mV。很显然，这是一

个小信号放大器，因此需要采用低噪声集成运算放大器。

NE5534 基本引脚的功能与通用集成运算放大器是一样的，不同的是其调零端所接的调零电阻的抽头接正电源，还有通用集成运算放大器的空闲引脚（引脚 5）在 NE5534 中作为补偿端之一，调零端之一（引脚 8）兼做补偿端。NE5534 的引脚排列如图 5.2 所示，NE5534 的外补偿和调零电路如图 5.3 所示。

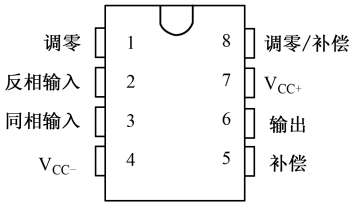


图 5.2　NE5534 的引脚排列

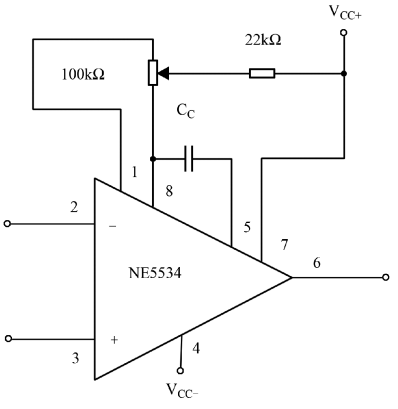


图 5.3　NE5534 的外补偿和调零电路

NE5534 的外补偿作用主要是，为 NE5534 工作在低闭环增益条件下，防止电路自激振荡所加的外补偿电路。在比较高的闭环增益下，NE5534 具有很好的稳定性，不需要外补偿电路。

可以看出，像 NE5534 这样问世比较早的，单位增益带宽达到 10MHz 的双极型集成运算放大器，往往不能满足在单位增益下的相位裕量和稳定性，因此外补偿电路有时还是必要的。

NE5534 的最大输出幅度与频率的关系如图 5.4 所示，开环电压增益的频率特性如图 5.5 所示，等效输入噪声电压的频率特性如图 5.6 所示，等效输入噪声电流的频率特性如图 5.7 所示，总噪声电压与源阻抗的关系如图 5.8 所示。

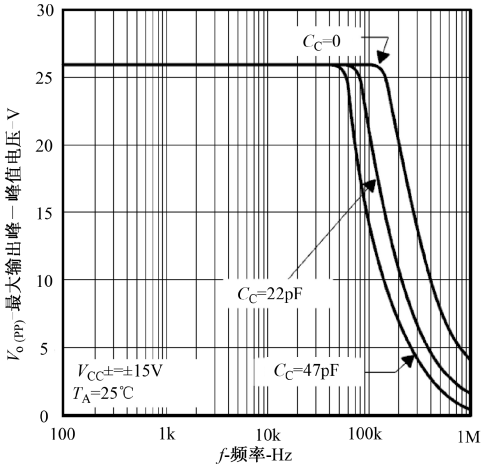


图 5.4　NE5534 的最大输出幅度与频率的关系

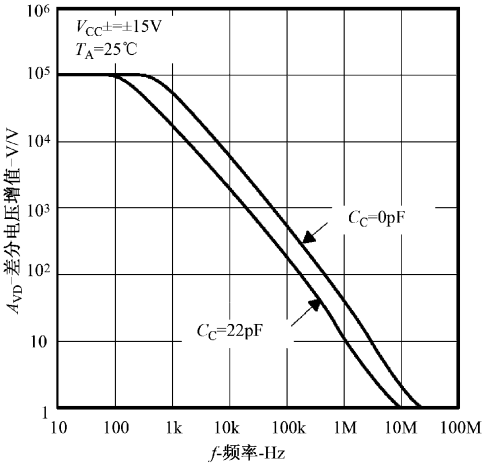


图 5.5　开环电压增益的频率特性

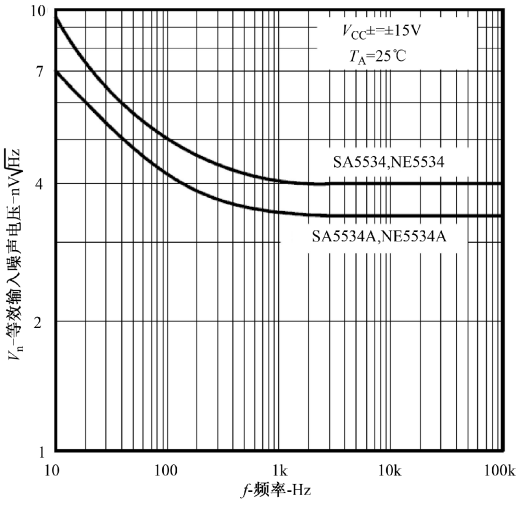


图 5.6　等效输入噪声电压的频率特性

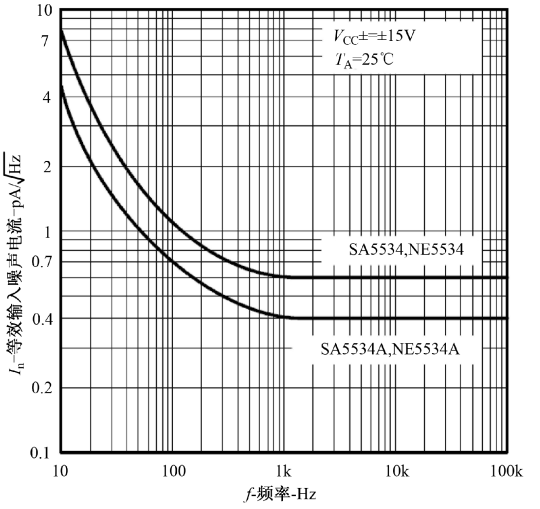


图 5.7　等效输入噪声电流的频率特性

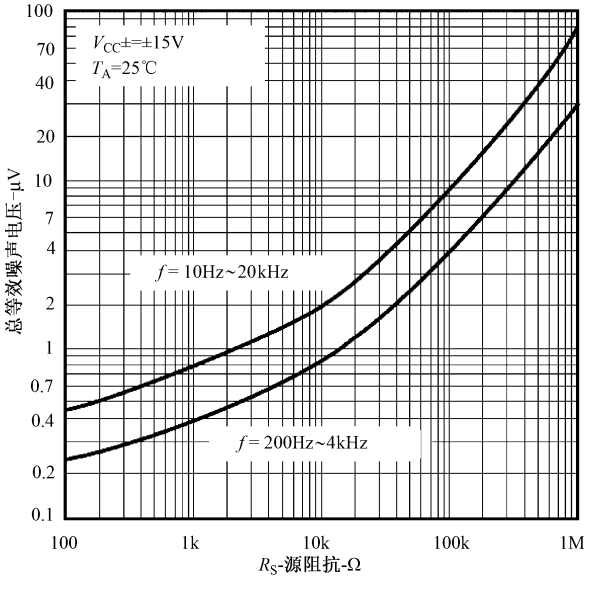


图 5.8　总噪声电压与源阻抗的关系

从图 5.4 中可以看到，NE5534 在无外补偿条件下的满幅度输出可以超过 100kHz，在有补偿条件下的满幅度输出也可以超过 50kHz。而通用集成运算放大器 LM741 的满幅度输出的上限频率约为 8kHz。

从图 5.5 中看到，NE5534 在无外补偿的条件下的单位增益带宽超过 10MHz，可以达到约 20MHz。即使有 22pF 电容器外补偿条件下，其单位增益带宽也可以达到 10MHz。

从图 5.6 至图 5.8 所示的特性曲线可以看到，NE5534 的噪声是很低的。

5.4 放大电路详解

5.4.1 电路设计

为了平衡两级放大器电路的带宽，每一级放大电路的增益设置为 30 ~ 33 倍。由两级放大器构成的增益为 60dB 的放大电路可以如图 5.9 所示。

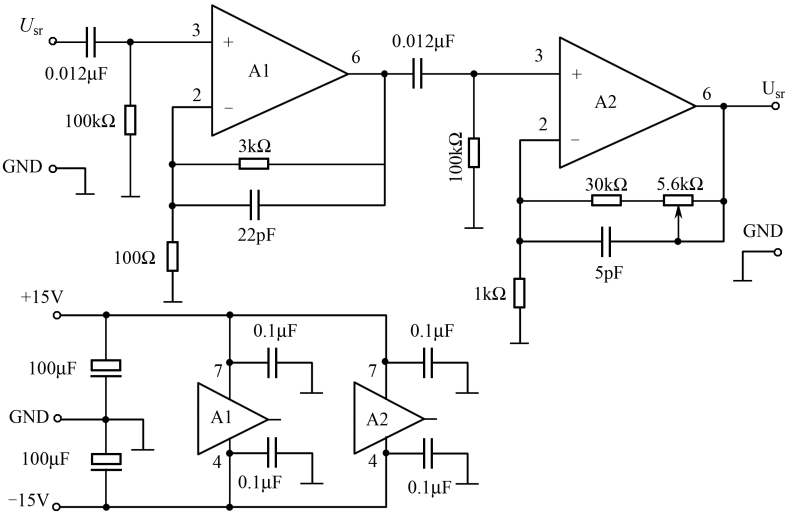


图 5.9 由两级放大器构成的增益为 60dB 的放大电路

5.4.2 低频截止频率相关元件参数的选择

图 5.9 中，两个放大器均采用交流耦合方式，这样可以消除前级放大器的失调电压对后级的影响，同时也要符合试题中关于低频截止频率的要求。由于两级均采用同相放大器，放大器自身的输入阻抗极高，可以认为开路，为了确立放大器的直流工作点，各放大器的同相输入端通过一个 100kΩ 接地，可以获得 100kΩ 的输入电阻。

由于电路为两级放大电路，共 −3dB 衰减，对应的每一级为 −1.5dB 衰减，即 0.841 倍衰减。

由于电子技术基础教材中很少比较前面地介绍多级放大器的频率特性，大多数电子技术基础教材仅给出“多级放大电路的通频带一定比它的任何一级都窄，级数越多，则 f_L 越高，而 f_H 越低，通频带越窄。”（引自康华光主编的《电子技术基础 模拟部分（第五版）》177 页。）书中并没有告诉多级放大器的通频带与其单级放大器的关系。

童诗白主编的《电子技术基础 模拟部分（第三版）》中，对相同通频带的放大器构成的多级放大器的截止频率的估算给出定量的结论：其低频截止频率和高频截止频率分别为 $1.56f_L$ 和 $0.643f_H$。（引自童诗白主编的《电子技术基础 模拟部分（第三版）》231 页。）

本试题的低频截止频率和高频截至频率分为 100Hz 和 100kHz，对应的单级放大器的低频截止频率和高频截止频率分为 64.3Hz 和 156kHz。

可以利用电子技术基础教材中的相关公式计算截止频率：

$$f_L = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

由上式得出对应的输入耦合电容器和输入偏置电阻的参数。当输入偏置电阻为 100kΩ 时，对应的输入耦合电容器的电容量为

$$C = \frac{1}{2\pi f_L \cdot R} = \frac{1}{2\pi \times 156 \times 100 \times 10^3} = 10.2 \times 10^{-9}(\mathrm{F}) = 0.0102(\mu\mathrm{F})$$

为了保险起见，可以选择 0.012μF 电容量的电容器。需要注意的是，这个电容器直接影响放大器的低频截止频率，为了使低频截止频率相对精确，应选用薄膜电容器或者是 C0G 介质陶瓷电容器，不能选择 X7R（±15%）、X5R（±15%）、Y5Z（+22%/-56%）、Z5U（+22%/-82%）介质的陶瓷电容器。原因是这些介质的陶瓷电容器的电容量随温度变化的性能不能满足试题要求。

5.4.3 反馈网络参数选择

为了尽可能地提高输入阻抗，第一级采用同相放大器；为了尽可能地减小由于电阻带来的噪声以及过小的反馈电流造成的失调电压，反相端接地电阻的阻值应选择得很小，仅为 100Ω，反馈电阻也仅为 3kΩ。

第二级放大电路的反相端接地电阻值选 1kΩ，同样是为了减小噪声的影响。为了满足电路增益的精度，反馈电阻选择 30kΩ 可以满足 30 倍的闭环增益，加上前级的 30 倍闭环增益，整个电路的增益为 90 倍，剩下的 10 倍增益由第二级的反馈网络串联一个 5.6kΩ 可调电阻获得。通过调节这个可调电阻，可提高整个放大电路增益的精确性。

5.4.4 高频截止频率相关元件参数的选择

为了获得比较精确的高频截止频率，需要设置相关的元件参数。

从 NE5534 的增益频率特性可以推导出 NE5534 的等效反馈电容器的电容量。在闭环增益为 31.6 倍（30dB）时，NE5534 的闭环截止频率约为 316kHz。第一级放大器，反馈电阻为 3kΩ 对应的等效反馈电容量为 168pF，第二级放大器反馈电阻 33kΩ 对应的等效反馈电容量为 10.8pF。

对应 156kHz 截止频率的反馈电容量分别为 340pF 和 21.8pF。

根据上述结果，为了满足 100kHz 的高频截止频率的要求，第一级放大器和第二级放大器需要外接的电容器分别为 172pF 和 11pF。考虑 NE5534 的单位增益带宽的典型值与最小值的偏差和其他因素的影响，外接反馈电容器应先选用小的电容量，然后逐渐加大，直至满足高频截止频率的要求。

因此，第一级的反馈电阻两端可以先并联 22pF 的电容器；同样的原因，第二级的反馈电阻也先并联 5pF 的电容器。在调试时再逐渐加大电容量，直至满足高频截止频率的要求。

由于是交流耦合，调零电路就不需要了，这样可以简化电路。

为了消除由于电源上的噪声引起的有害耦合，每一个 NE5534 的正/负电源对地均接有旁路电容器，这个旁路电容器应尽可能地靠近 NE5534。电容量选择范围为 0.1～2.2μF。电路的电源正/负输入端对地应接 100μF 的铝电解电容器，以消除低频段电源的噪声对放大器电路的影响。

小信号的高增益放大电路的接地技术是非常讲究的，如果接地点不当就会引起大的噪声，甚至能够淹没有用信号。作为参加电子设计竞赛的大学生来说，根本不具备高超的接地技术，这时应采用风险最小的大平面地技术。也就是说，本来这个放大电路采用单面电路板即可，为了消除接地问题的风险而采用双面电路板设计，其中底层设计为大平面地，其他信号线仅在顶层电路板布线。可以将正/负电源用导线引出到电路板的端子上，这样就构成了事实上的“三层”电路板。

电路板的元器件放置位置可参考图 5.9 所示的电路顺序，反馈电阻、接地电阻应尽可能靠近 IC。

为了尽可能少地影响大平面地的质量，应减少插接元件，而采用贴片元件。

5.5 放大器增益程控化详解

5.5.1 衰减电路的设计

对于微弱信号的高增益放大电路，增益程控化应尽可能不设置在放大电路中，以减小外界噪声对放大电路的影响。最好的解决方法是在放大电路的输出端接衰减电路，再用跟随器缓冲，解决衰减电路的高阻抗和低输出阻抗的矛盾。

由于衰减电路按 0.316 倍衰减，因此不能采用 8421BCD 码的简捷方式衰减。按总电阻 10kΩ 计算，从衰减量最大的 -60dB 开始，分别是 -60dB、-50dB、-40dB、-30dB、-20dB、-10dB、0dB，对应分压电阻的电阻值分别为 10Ω、21.6Ω、68.4Ω、216Ω、684Ω、2160Ω、6840Ω。对于 7 个切换点，采用小型继电器可能体积显得庞大，需要 6 个。如果采用小型继电器切换，其衰减与切换电路如图 5.10 所示。

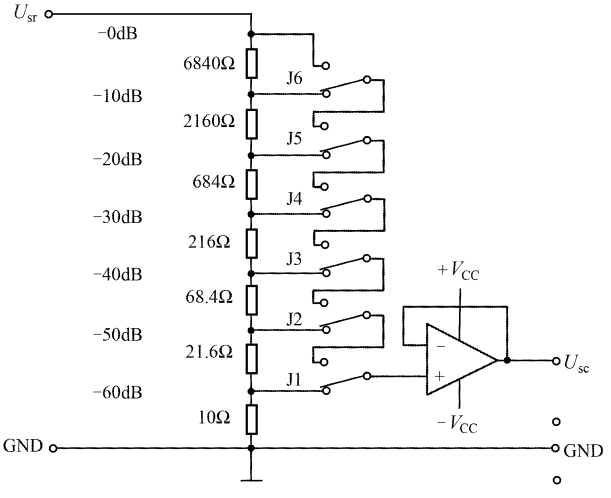


图 5.10　采用小型继电器的衰减与切换电路

在所有的继电器励磁线圈均不得电时，输出经过 J1 的常闭触点接 -60dB 衰减输出；当只有继电器 J1 的励磁线圈得电时，J1 的动触点接常开触点，输出经过 J1 的常开触点接

–57dB 衰减输出；当 J1、J2 的励磁线圈均得电时，输出经过 J1、J2 的常开触点接 –54dB 衰减输出；当 J1、J2、J3 的励磁线圈均得电时，输出经过 J1、J2、J3 的常开触点接 –51dB 衰减输出；以此类推。当所有的励磁线圈均得电时，输出经过所有继电器的常开触点接 0dB。

图 5.10 中的电阻几乎都不是 E24 系列的标称值，需要采用多只并联的方式获得希望的电阻值。

5.5.2 继电器控制思路详解

按照图 5.10 所示的电路控制方式，随着衰减量的减小，励磁线圈得电的继电器越来越多，最后在没有衰减时需要所有的继电器励磁线圈均需要得电。继电器励磁线圈的控制方式可以采用扭环计数器实现，图 5.10 所示的电路中有 19 个继电器，需要用 19 个 D 触发器构成扭环计数器，其电路如图 5.11 所示。

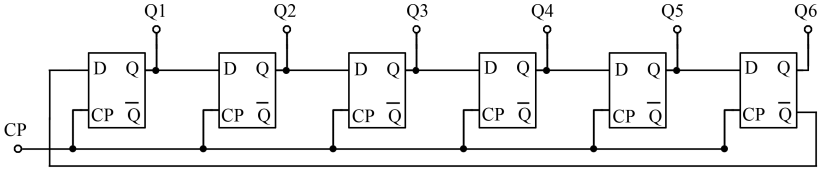


图 5.11 应用 D 触发器实现扭环计数器

扭环计数器可以自动启动，不需要启动或清零。但是，电路上电后并不一定是真值表中的状态，因此实际上需要上电后清零，将输出设置为 000000。图 5.11 所示的电路真值表如表 5.1 所示。

表 5.1 图 5.11 所示的电路真值表

周 期	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0
3	1	1	0	0	0	0
4	1	1	1	0	0	0
5	1	1	1	1	0	0
6	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1
8	0	1	1	1	1	1
9	0	0	1	1	1	1
10	0	0	0	1	1	1
11	0	0	0	0	1	1
12	0	0	0	0	0	1
13	0	0	0	0	0	0

从表 5.1 中可以看到，直接采用扭环计数器不适于本试题，因为当所有的 D 触发器输出均为“1”时，再给一个脉冲就会使 J1 励磁线圈失电，使衰减电路进入 –60dB 输出状态。

以此需要对图 5. 11 所示的电路进行改造。使得电路的真值表变成表 5. 2 所示的变化规律，这是符合试题要求的计数器真值表。

表 5. 2　符合试题要求的计数器真值表

周　　期	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
1	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0
3	1	1	0	0	0	0
4	1	1	1	0	0	0
5	1	1	1	1	0	0
6	1	1	1	1	1	0
7	1	1	1	1	1	1
8	1	1	1	1	1	0
9	1	1	1	1	0	0
10	1	1	1	0	0	0
11	1	1	0	0	0	0
12	1	0	0	0	0	0
13	0	0	0	0	0	0

与表 5. 1 相比，表 5. 2 在所有的触发器输出均为“1”时，下一个时钟将使 Q6 变为“0”，再下一个时钟将使 Q6、Q5 的输出比变为“0”。以此类推，最后将所有的触发器输出变为“0”，然后再恢复表中前 6 个周期的变化规律。从这个分析可以看出，这实际上是将所有的触发器的输入/输出关系全部颠倒，电路如图 5. 12 所示，为符合表 5. 2 中第 7 ~ 13 个周期变化规律的逆扭环计数器。

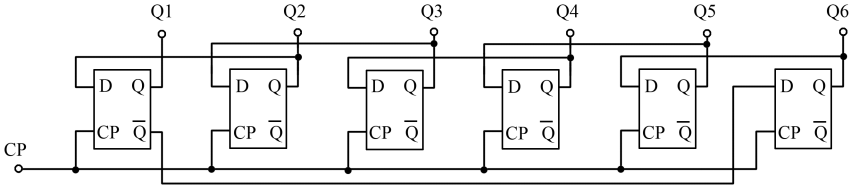


图 5. 12　符合表 5. 2 中第 7 ~ 13 个周期变化规律的逆扭环计数器

将图 5. 11 与图 5. 12 组合，前 7 个周期工作在图 5. 11 所示的电路工作方式，在 7 ~ 13 个周期工作在图 5. 12 电路所示的工作方式，形成可逆计数器。在第 7 个周期结束后，通过转换开关将电路转换为图 5. 12 所示的工作方式。转换开关可以采用小型继电器，常闭触点接成图 5. 11 所示的形式，常开触点接成图 5. 12 所示的形式。可逆扭环计数器电路如图 5. 13 所示。

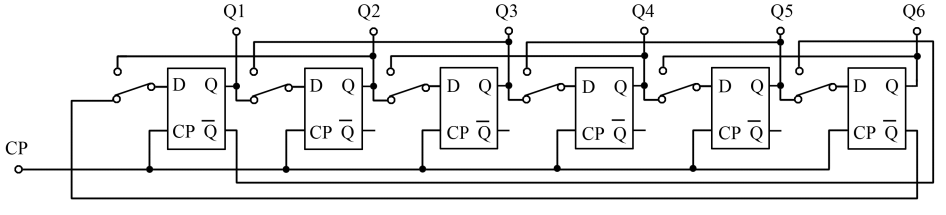


图 5. 13　可逆扭环计数器电路

图 5.10 所示的电路中继电器的驱动电路如图 5.14 所示。

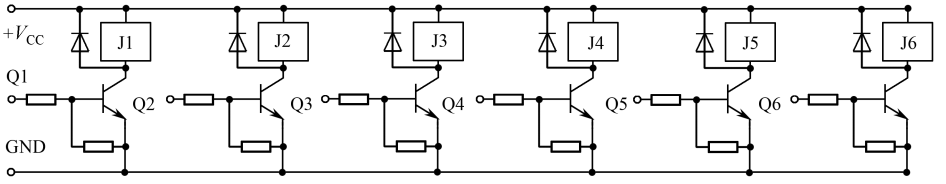


图 5.14　图 5.10 所示的电路中继电器的驱动电路

接下来的问题是如何控制小型继电器的切换。

控制思路如下：继电器 J6 励磁线圈得电时，所有的继电器励磁线圈必然都得电。下一个时钟的到来应该让继电器 J6 励磁线圈失电，动触点应与常开触点断开，与常闭触点闭合，J1 ~ J5 继电器得电，动触点与常开触点闭合；再下一个时钟的到来应该让继电器 J6、J5 励磁线圈失电，动触点应与常开触点断开，与常闭触点闭合，J1 ~ J4 继电器得电，动触点与常开触点闭合，以此类推。这个规律符合图 5.12 所示的电路，因此应该在 J6 励磁线圈得电后，将图 5.13 所示的电路切换到逆扭环计数器模式，也就是说，图 5.13 所示的电路中继电器的动触点切换到与常开触点闭合的状态。这个工作模式一直工作到触发器 Q1 输出“0”，这时的所有触发器的输出均为“0”，这时应将电路工作模式切换到顺扭环计数器工作模式。根据这个特点，只要检测触发器 Q1 输出是否为“0”、触发器 Q19 输出是否为“1”就可以了。切换电路如图 5.15 所示。

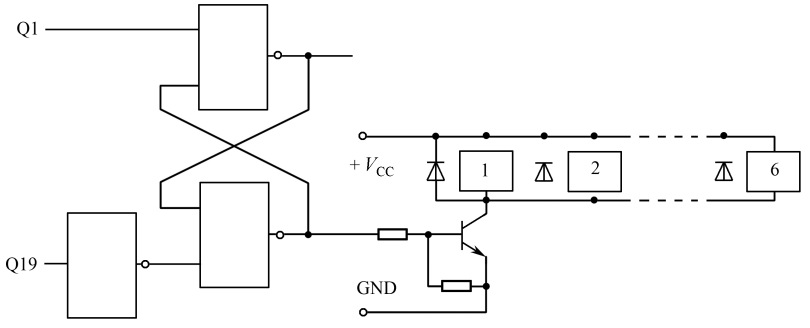


图 5.15　切换电路

5.5.3　参数设置显示的实现

放大电路参数设置可以采用在图 5.14 所示的电路中继电器励磁线圈两端并联 LED 和电阻串联的组件，同时为显示 -60dB 的衰减，可以在 $+V_{CC}$ 和 GND 之间接一个 LED 与电阻串联的电路组件。参数显示电路如图 5.16 所示。这样，在所有的继电器的励磁线圈均不得电时，该 LED 发光显示 -60dB。随着衰减量的减小，J1、J2、J3、J4、J5、J6 励磁线圈先后得电，相应的 LED 先后发光显示 -50dB、-40dB、-30dB、-20dB、-10dB、0dB 衰减。

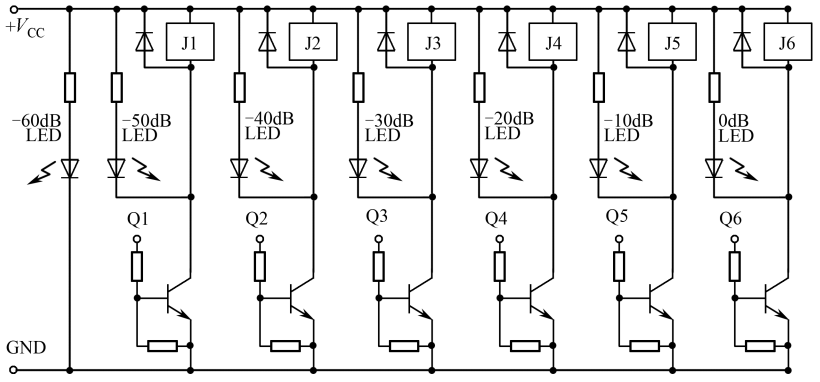


图 5.16　参数显示电路

5.6　放大器的调试

调试是整个竞赛中很关键的一个环节，如果调试效果不理想，势必会影响电路的最终性能，进而影响竞赛成绩。更关键的是要通过电子设计竞赛的调试，学会电子线路的调试技能和注意事项。

5.6.1　测试仪器的选择

第一，测试仪器选择。有条件的话，应选择精度等级高的台式数字万用表（需要注意的是，这个台式数字万用表的带宽一定要明显的高于被测信号）。如果没有，应该用档次高一些的手持式数字万用表，手持式数字万用表的带宽要高于被测信号频率。如采用一般的国产手持式数字万用表，其测试频率最好不要超过 400Hz。近年来，国内外生产的性能良好的台式数字万用表的交流电压挡的带宽可以达到 300kHz。更奢侈的可以用 LULUKE 的示波表，如 1998 年以前的 F105B 和后来生产的 F190 系列，其电压表部分的精度均可以达到 0.002 级，带宽可以达到 5MHz。最好不要用模拟毫伏表，因为模拟毫伏表的精度一般为 3% ~ 5%，一般不能满足 5% 的测试要求。同样，模拟示波器也不能满足测试要求，如选用数字示波器就选用美国泰克数字示波器。

为什么对测试仪器这么挑剔？最主要的原因是，试题发挥部分要求电压增益和截止频率误差均不大于 5%，同时这个测试仪器不仅要测试幅值为 10mV 的微弱型号，还要测试幅值为 10V 的比较强的信号，按十进制量程计算需要更换 3 个量程。如果测试仪器的精度不能满足要求，在切换量程后的积累误差会过大而影响测试结果。

第二，增益的调节。通过调节第二级放大电路反馈网络的 5.6kΩ 可调电阻，实现增益的精细调节。其具体方法是先将正弦波信号源的输出电压幅度精确调节到 10mV，这个数值一定要准确，否则将不能保证增益的精确性。

一般来说，模拟或数字式万用表的交流电压精度远不如直流电压的精度，如我国台湾生产的富贵 3146A 五位半台式数字式万用表的交流电压挡的最小量程为 120mV，精度为 ±0.2% +100 个数码。五位半扣除两位数码后变成实际的三位半，对应的精度为 0.05%，

而这台数字式万用表的精度是 ±0.2%，这个精度低于数码误差。根据电子测量原理，用120mV 挡测试 7.07mV（幅值 10mV）时对应的实际精度将变成：

$$0.2\% \times \frac{120}{10\sqrt{2}} = 1.7\%$$

这个精度比 5% 高一个等级，符合测试精度的要求。

我国台湾生产的富贵 3146A 五位半台式数字万用表的交流电压挡的频带宽度为 100kHz。

再看国产一般的手持数字万用表（胜利 VC9804A），尽管常见的是三位半或四位半显示，但是在交流电压挡时，其基本精度则变为 0.8% +5 个数码，最小电压量程为 2V，对应 7.07mV 的精度变为 226% 的精度，根本不能用。

第三，看交流毫伏表。一般满量程基本精度为 3%，在测量有效值 7.07mV 时需要选择 10mV 挡，这时的实际测量精度变为 4.24%。除此之外，读毫伏表的示数时的读数误差至少要超过 3%，甚至 5%。因为在 10mV 挡的 50 个格上读 7.07 时，肯定是不能准确读出的，是 7.09 还是 7.05 很难分辨清楚。很显然，这个测试精度不能满足 5% 测试精度的要求。

第四，示波器。可以具有 3% 的基本精度，这同样是满幅度测试精度，结果与毫伏表的情况基本相同。

综上所述，后三者仅能满足 10% 精度的测试要求。

5.6.2 调试方法

以采用我国台湾生产的富贵 3146A 五位半台式数字万用表测试为例。

1. 增益的调节

正弦波信号源的调试。数字式万用表设置为一般量程，如 10V AC。万用表的表笔接到正弦波信号源输出端，随着正弦波信号源的输出电压幅值的降低，万用表的量程随之降低，最终将量程设置在交流电压最低量程（120mV AC），调节正弦波信号源输出电压为 7.07mV。

放大电路增益的调试。将数字式万用表的量程设置在 10V AC，万用表的表笔接到放大电路输出端，调节 5.6kΩ 可调电阻，使放大电路的输出为 7.07V。

2. 频带宽度的调节

调节正弦波信号源频率逐渐升高，在试题要求的频带宽度内调节放大电路中的第二级反馈网络的电容器，使得放大电路在 100kHz 时的输出电压降低到 5V ACrms 或 7.07V 峰值电压。

需要注意的是，调试放大电路的上限频率时应采用示波器测试，最好是美国泰克数字示波器，这样可以显示电压的幅值、有效值和频率。

示波器的设置。通道量程设置为 5V/div，如果探头设置在 ×10 挡，通道量程设置为 0.5V/div，示波器的探头设置在 ×10 挡。

接下来是下限频率的调试。由于电路为两级放大电路，共 -3dB 衰减，对应的每一级为 -1.5dB 衰减，即 0.841 倍衰减。这就要求电路在 100Hz 的频率时，每一级放大电路有 -1.5dB 衰减，即 0.841 倍衰减。

也可以通过调节第二级输入偏置电阻的电阻值，来获得试题要求的低频截止频率。

3. 衰减步进调节

衰减步进的调节关键在于图 5.10 所示的电路中各电阻的阻值一定要精确，如果没有相应电阻值的电阻，可以采用 3 个电阻并联的方式获得。一般方法是：第一个电阻的电阻值应选择与电路图中要求的电阻值最相近的标称值，这个标称值应大于电路图要求的电阻值；通过计算求出实际的电阻值与要求的电阻值的差值，并算出应并联的电阻值，实际的标称值应高于计算值；如果实际的电阻值与要求值还有差距，可以继续通过并联电阻的方式满足要求。通过多只电阻并联的方式，可以用两只电阻获得 1% 精度，3 只电阻的并联可以满足任何电阻值的要求。

在电阻值满足要求的基础上，对衰减控制电路的可逆扭环计数器输入步进脉冲，检验电路是否可以满足要求。如果上电后可逆扭环计数器的输出不正确，可以通过清零的方式获得初始设置（000000）。

5.7 应用低通滤波器芯片的滤波器设计

滤波器的设计首先应满足试题要求。根据试题的要求滤波器是在放大器增益为 40dB 的条件下测试的，因此滤波器的输入电压和输出电压幅度为 1V，根据这个工作条件，完成试题的最好办法就是直接利用可编程模拟滤波器。

5.7.1 设计思路

根据试题要求，滤波器应该采用二阶滤波器，为了实现编程的简单化，最好的方法就是选择 MAX270 可编程低通滤波器。

5.7.2 MAX270 简介

MAX270 是数字可编程、双路、二阶、连续时间方式低通滤波器，截止频率可以通过数字程控，范围为 1 ~ 20kHz，具有 128 级频率数字控制。

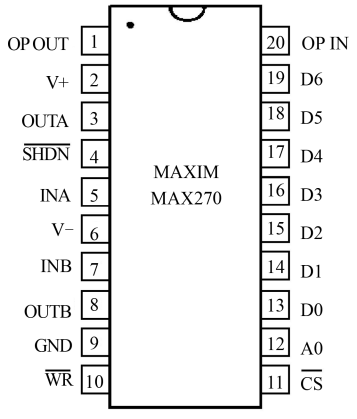


图 5.17 MAX270 的引脚排列

MAX270 的引脚排列如图 5.17 所示。

MAX270 的原理框图如图 5.18 所示。

从图 5.18 中可以看到，MAX270 具有两路二阶低通滤波器和一个运算放大器。

MAX270 引脚这里主要介绍 MAX270 的几组控制端的功能。$\overline{\text{SHDN}}$，关闭控制：低电平是 A 输出、B 输出以及没有内连接的运算放大器输出悬空，器件进入关机状态；高电平时为正常工作状态。$\overline{\text{WR}}$，写控制：低电平时为数据线 D0 ~ D6 的可写入状态，高电平为将锁定数据状态。A0，三态输入控制滤波器选通：高电平为选通滤波器 A，低电平为选通滤波器 B。D0 ~ D6 为七位数据输入，用于滤波器在 1 ~ 25kHz 的频率范围内控制 128 个截止频率点。D0 ~ D6 的数据编码与截止频率的关系如表 5.3 所示。

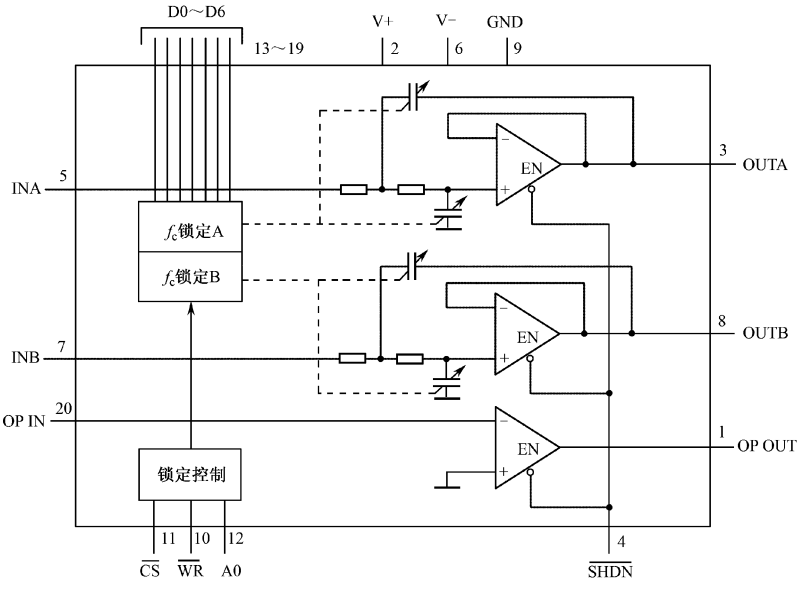


图 5.18　MAX270 的原理框图

表 5.3　D0～D6 的数据编码与截止频率的关系

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）
0	0	0	0	0	0	0	0	1.000
1	1	0	0	0	0	0	0	1.011
2	0	1	0	0	0	0	0	1.023
3	1	1	0	0	0	0	0	1.035
4	0	0	1	0	0	0	0	1.047
5	1	0	1	0	0	0	0	1.060
6	0	1	1	0	0	0	0	1.073
7	1	1	1	0	0	0	0	1.087
8	0	0	0	1	0	0	0	1.100
9	1	0	0	1	0	0	0	1.114
10	0	1	0	1	0	0	0	1.129
11	1	1	0	1	0	0	0	1.143
12	0	0	1	1	0	0	0	1.158
13	1	0	1	1	0	0	0	1.174
14	0	1	1	1	0	0	0	1.190
15	1	1	1	1	0	0	0	1.206
16	0	0	0	0	1	0	0	1.223
17	1	0	0	0	1	0	0	1.241
18	0	1	0	0	1	0	0	1.259

续表

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）
19	1	1	0	0	1	0	0	1. 277
20	0	0	1	0	1	0	0	1. 296
21	1	0	1	0	1	0	0	1. 315
22	0	1	1	0	1	0	0	1. 335
23	1	1	1	0	1	0	0	1. 356
24	0	0	0	1	1	0	0	1. 378
25	1	0	0	1	1	0	0	1. 400
26	0	1	0	1	1	0	0	1. 422
27	1	1	0	1	1	0	0	1. 446
28	0	0	1	1	1	0	0	1. 470
29	1	0	1	1	1	0	0	1. 495
30	0	1	1	1	1	0	0	1. 521
31	1	1	1	1	1	0	0	1. 548
32	0	0	0	0	0	1	0	1. 576
33	1	0	0	0	0	1	0	1. 605
34	0	1	0	0	0	1	0	1. 653
35	1	1	0	0	0	1	0	1. 666
36	0	0	1	0	0	1	0	1. 699
37	1	0	1	0	0	1	0	1. 732
38	0	1	1	0	0	1	0	1. 767
39	1	1	1	0	0	1	0	1. 804
40	0	0	0	1	0	1	0	1. 842
41	1	0	0	1	0	1	0	1. 881
42	0	1	0	1	0	1	0	1. 923
43	1	1	0	1	0	1	0	1. 996
44	0	0	1	1	0	1	0	2. 011
45	1	0	1	1	0	1	0	2. 058
46	0	1	1	1	0	1	0	2. 108
47	1	1	1	1	0	1	0	2. 160
48	0	0	0	0	1	1	0	2. 215
49	1	0	0	0	1	1	0	2. 272
50	0	1	0	0	1	1	0	2. 333
51	1	1	0	0	1	1	0	2. 397
52	0	0	1	0	1	1	0	2. 464
53	1	0	1	0	1	1	0	2. 536
54	0	1	1	0	1	1	0	2. 611

续表

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）
55	1	1	1	0	1	1	0	2. 692
56	0	0	0	1	1	1	0	2. 777
57	1	0	0	1	1	1	0	2. 868
58	0	1	0	1	1	1	0	2. 966
59	1	1	0	1	1	1	0	3. 070
60	0	0	1	1	1	1	0	3. 181
61	1	0	1	1	1	1	0	3. 301
62	0	1	1	1	1	1	0	3. 431
63	1	1	1	1	1	1	0	3. 571
64	0	0	0	0	0	0	1	3. 571
65	1	0	0	0	0	0	1	3. 620
66	0	1	0	0	0	0	1	3. 671
67	1	1	0	0	0	0	1	3. 723
68	0	0	1	0	0	0	1	3. 777
69	1	0	1	0	0	0	1	3. 832
70	0	1	1	0	0	0	1	3. 888
71	1	1	1	0	0	0	1	3. 947
72	0	0	0	1	0	0	1	4. 007
73	1	0	0	1	0	0	1	4. 069
74	0	1	0	1	0	0	1	4. 133
75	1	1	0	1	0	0	1	4. 200
76	0	0	1	1	0	0	1	4. 268
77	1	0	1	1	0	0	1	4. 338
78	0	1	1	1	0	0	1	4. 411
79	1	1	1	1	0	0	1	4. 487
80	0	0	0	0	1	0	1	4. 565
81	1	0	0	0	1	0	1	4. 646
82	0	1	0	0	1	0	1	4. 729
83	1	1	0	0	1	0	1	4. 816
84	0	0	1	0	1	0	1	4. 906
85	1	0	1	0	1	0	1	5. 000
86	0	1	1	0	1	0	1	5. 097
87	1	1	1	0	1	0	1	5. 198
88	0	0	0	1	1	0	1	5. 303
89	1	0	0	1	1	0	1	5. 412
90	0	1	0	1	1	0	1	5. 526

续表

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）
91	1	1	0	1	1	0	1	5. 645
92	0	0	1	1	1	0	1	5. 769
93	1	0	1	1	1	0	1	5. 898
94	0	1	1	1	1	0	1	6. 034
95	1	1	1	1	1	0	1	6. 176
96	0	0	0	0	0	1	1	6. 325
97	1	0	0	0	0	1	1	6. 481
98	0	1	0	0	0	1	1	6. 645
99	1	1	0	0	0	1	1	6. 818
100	0	0	1	0	0	1	1	7. 008
101	1	0	1	0	0	1	1	7. 191
102	0	1	1	0	0	1	1	7. 394
103	1	1	1	0	0	1	1	7. 608
104	0	0	0	1	0	1	1	7. 835
105	1	0	0	1	0	1	1	8. 076
105	0	1	0	1	0	1	1	8. 333
107	1	1	0	1	0	1	1	8. 606
108	0	0	1	1	0	1	1	8. 898
109	1	0	1	1	0	1	1	9. 210
110	0	1	1	1	0	1	1	9. 545
111	1	1	1	1	0	1	1	9. 905
112	0	0	0	0	1	1	1	10. 294
113	1	0	0	0	1	1	1	10. 714
114	0	1	0	0	1	1	1	11. 170
115	1	1	0	0	1	1	1	11. 666
116	0	0	1	0	1	1	1	12. 209
117	1	0	1	0	1	1	1	12. 804
118	0	1	1	0	1	1	1	13. 461
119	1	1	1	0	1	1	1	14. 189
120	0	0	0	1	1	1	1	15. 000
121	1	0	0	1	1	1	1	15. 909
122	0	1	0	1	1	1	1	16. 935
123	1	1	0	1	1	1	1	18. 103
124	0	0	1	1	1	1	1	19. 444
125	1	0	1	1	1	1	1	21. 000
126	0	1	1	1	1	1	1	22. 826
127	1	1	1	1	1	1	1	25. 000

5.7.3 滤波器电路设计

为了连线方便，可以选择 MAX270 的滤波器 B，主要是为了 A0 接地比较方便。不使用的滤波器和运算放大器的输入均接地，电源电压为 ±5V，通过 D0 ~ D6 数据线控制截止频率。应用 MAX270 实现的低通滤波器电路简图如图 5.19 所示。

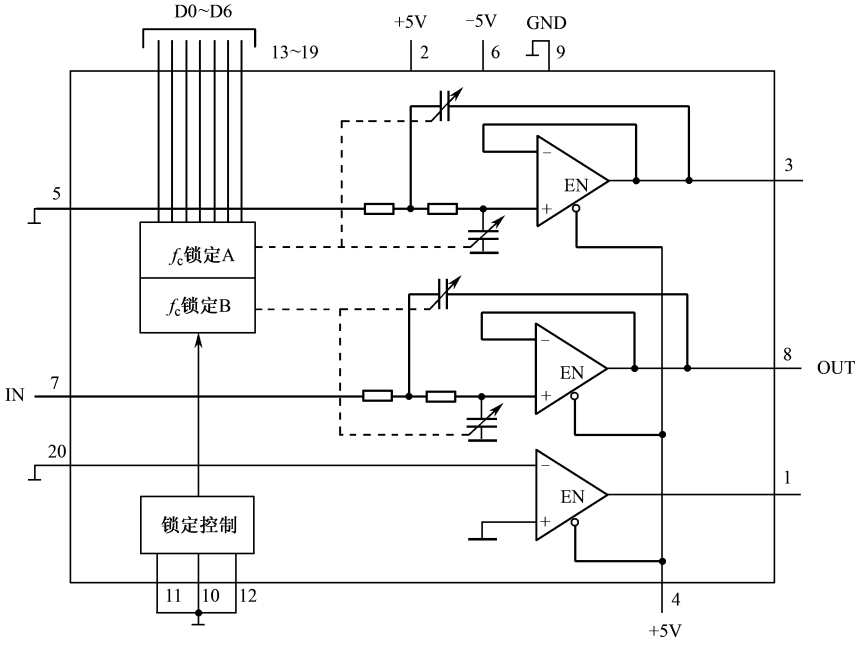


图 5.19　应用 MAX270 实现的低通滤波器电路简图

5.7.4 程控电路设计

本试题的要求是频率步进 1kHz，表 5.3 中 D0 ~ D6 的状态过多，仅需要其中的少数几个就能满足试题要求，如表 5.4 所示。

表 5.4　频率步进为 1kHz，D0 ~ D6 的状态

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）	截止频率近似值（kHz）
0	0	0	0	0	0	0	0	1.000	1
43	1	1	0	1	0	1	0	1.996	2
58	0	1	0	1	1	1	0	2.966	3
72	0	0	0	1	0	0	1	4.007	4
85	1	0	1	0	1	0	1	5.000	5
93	1	0	1	1	1	0	1	5.898	6
100	0	0	1	0	0	1	1	7.008	7
105	1	0	0	1	0	1	1	8.076	8
108	0	0	1	1	0	1	1	8.898	9

续表

	D0	D1	D2	D3	D4	D5	D6	截止频率（kHz）	截止频率近似值（kHz）
111	1	1	1	1	0	1	1	9.905	10
114	0	1	0	0	1	1	1	11.170	11
116	0	0	1	0	1	1	1	12.209	12
117	1	0	1	0	1	1	1	12.804	13
119	1	1	1	0	1	1	1	14.189	14
120	0	0	0	1	1	1	1	15.000	15
121	1	0	0	1	1	1	1	15.909	16
122	0	1	0	1	1	1	1	16.935	17
123	1	1	0	1	1	1	1	18.103	18
124	0	0	1	1	1	1	1	19.444	19
125	1	0	1	1	1	1	1	21.000	20

从表5.4中可以看到，表中的选择设置基本能满足频率步进1kHz的试题要求。

接下来就是如何控制MAX270实现1～20kHz频段内截止频率的1kHz步进，可以用逻辑电路实现。步进信号通过二极管电阻逻辑门电路构成译码电路，将译码信号送到MAX270的D0～D6端，从而实现截止频率步进的控制功能。很显然，这时采用单片机控制将会更加简单。

5.8 应用集成运算放大器构成有源滤波器的设计思路

如果没有专用滤波器IC，可以用集成运算放大器外加电路构成有源滤波器电路。

5.8.1 低通有源滤波器设计

1. 电路与相关的关系式

集成运算放大器外加电路构成二阶低通有源滤波器的电路如图5.20所示。

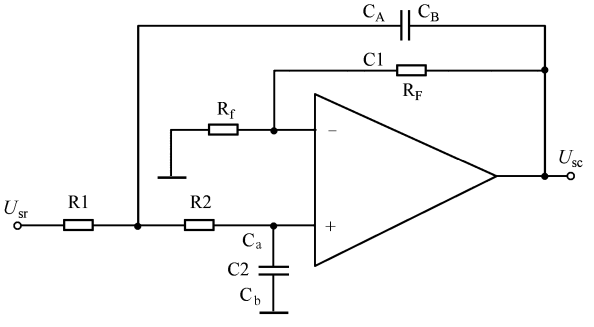


图5.20 集成运算放大器外加电路构成二阶低通有源滤波器的电路图

设计二阶低通有源滤波器电路的相关参数为

滤波器增益：$K_F = 1 + \dfrac{R_F}{R_f}$

固有振荡频率：$\omega_0 = \sqrt{\dfrac{1}{R_1 \cdot R_2 \cdot C_1 \cdot C_2}}$

阻尼比：$\zeta = \dfrac{1}{2}\left[\sqrt{\dfrac{R_2 \cdot C_2}{R_1 \cdot C_1}} + \sqrt{\dfrac{R_1 \cdot C_2}{R_2 \cdot C_1}} - (K_F - 1) \cdot \sqrt{\dfrac{R_1 \cdot C_1}{R_2 \cdot C_2}}\right]$

当 $\zeta = \dfrac{1}{\sqrt{2}}$ 时，滤波器的截止频率ω_0等于电路固有振荡频率ω_n。

C_2、C_1电容量比：$a = \dfrac{C_2}{C_1}$

2. 电容量的选取

电容器 C1 的电容量的选择与频率的关系可以按表 5.5 选择。

表 5.5　电容器 C1 的电容量选择与频率的关系

频率 f（Hz）	电容量 C_1（μF）	频率 f（Hz）	电容量 C_1（μF）
1 ~ 10	20 ~ 1	1000 ~ 10 000	10 000 ~ 1000
10 ~ 100	1 ~ 0.1	10 000 ~ 100 000	1000 ~ 100
100 ~ 1 000	0.1 ~ 0.01	100 000 ~ 1000 000	100 ~ 10

根据本试题的要求，截止频率的下限为 1kHz，上限为 20kHz。根据这一要求电容器，C1 的选择应在 500 ~ 10 000pF 之间。

在本试题解决方案中，选择改变电容器的电容量实现截止频率的步进。

5.8.2　衰减电路的设计

1. 频率步进与电容量的关系

随着截止频率的降低，可以采用逐级并接电容器的方式，这样每一级的步进电容量与截止频率的关系如表 5.6 所示。

表 5.6　电容器 C1 的电容量步进与截止频率的关系

截止频率（kHz）	C1 总电容量（pF）	C1 步进电容量（pF）	C2 总电容量（pF）	C2 步进电容量（pF）
20	500	500	1000	1000
19	526	26	1052	52
18	555	29	1110	58
17	588	33	1176	66
16	625	37	1250	74
15	666	41	1332	82
14	714	48	1428	96
13	769	55	1538	110
12	833	64	1667	129

续表

截止频率（kHz）	C1 总电容量（pF）	C1 步进电容量（pF）	C2 总电容量（pF）	C2 步进电容量（pF）
11	909	76	1818	152
10	1000	91	2000	182
9	1111	111	2222	222
8	1250	139	2500	278
7	1429	179	2858	358
6	1667	238	3333	476
5	2000	333	4000	667
4	2500	500	5000	1000
3	3333	833	6667	1667
2	5000	1667	10 000	3333
1	10 000	5000	20 000	10 000

截止频率步进与电容器 C1 的切换电路如图 5.21 所示。

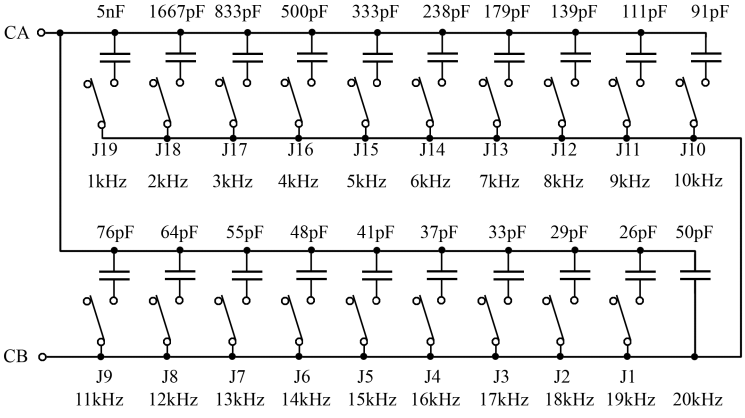


图 5.21　截止频率步进与电容器 C1 的切换电路

在所有的继电器励磁线圈均不得电时，仅 50pF 电容器接入电路，这时滤波器的截止频率为 20kHz；当只有继电器 J1 的励磁线圈得电时，J1 的动触点接常开触点，26pF 电容器经过 J1 的常开触点接入，这时电路接入的总电容量为 526pF，对应的截止频率为 19kHz；当 J1、J2 的励磁线圈均得电时，输出经过 J1、J2 的常开触点分别将 26pF、29pF 的电容器接入电路，这时电路接入的总电容量为 555pF，对应的截止频率为 18kHz；当 J1、J2、J3 的励磁线圈均得电时，输出经过 J1、J2、J3 的常开触点分别将 26pF、29pF、33pF 的电容器接入电路，这时电路接入的总电容量为 588pF，对应的截止频率为 18kHz；以此类推。当所有的励磁线圈均得电时，输出经过所有继电器的常开触点接入全部电容器，对应的电路截止频率为 1kHz。

图 5.21 中的电容器的电容量仅有个别的是 E12 系列的标称值（33pF），其他的都不是标称值，需要采用多只电容器并联的方式获得希望的电容值。

截止频率步进与电容器 C2 切换电路如图 5.22 所示。

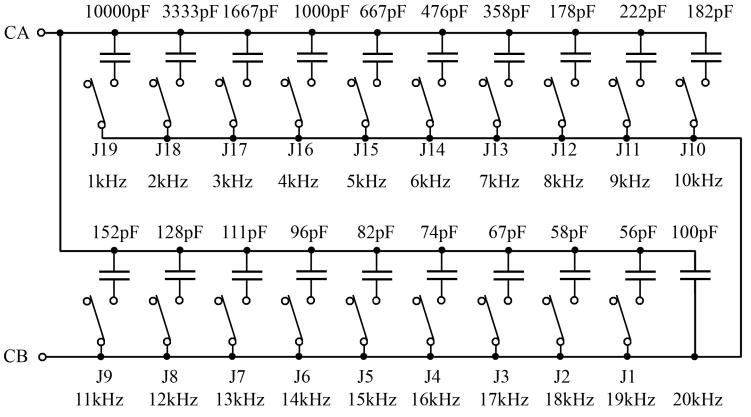


图 5.22　截止频率步进与电容器 C2 的切换电路

2. 继电器控制思路详解

按照图 5.21 所示电路的控制方式，随着截止频率的降低，励磁线圈得电的继电器越来越多。最后在没有衰减时，需要所有的继电器励磁线圈均得电。继电器励磁线圈的控制方式可以采用扭环计数器实现，图 5.21 所示的电路中有 19 个继电器，需要用 19 个 D 触发器构成扭环计数器，电路如图 5.23 所示。需要注意的是，所有的输出均接在触发器的 $\overline{Q}$ 端。

扭环计数器可以自动启动，不需要启动或清零。图 5.23 所示电路的真值表如表 5.7 所示。

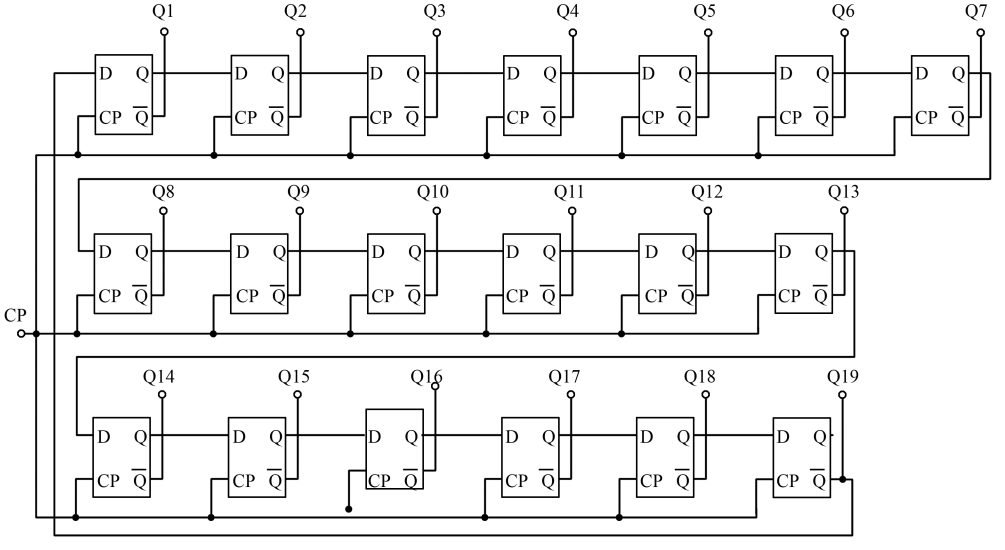


图 5.23　应用 D 触发器实现扭环计数器

表 5.7　图 5.23 所示电路的真值表

周期	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	Q9	Q10	Q11	Q12	Q13	Q14	Q15	Q16	Q17	Q18	Q19
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
13	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
14	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
16	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
17	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
18	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
19	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
20	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
21	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
22	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
23	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
24	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
25	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
26	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
27	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
28	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
29	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1	1
30	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
31	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
32	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1
33	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
34	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
35	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
36	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
37	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
38	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

从表5.7中可以看到，直接采用扭环计数器不适于本试题。因为当所有的D触发器输出均为“1”时，对应的电路截止频率为1kHz，再给一个脉冲就会使所有继电器的励磁线圈失电，使衰减电路进入20kHz截止频率的工作状态。因此需要对图5.23所示的电路进行改造，使电路的真值表变成表5.8所示的变化规律。

表5.8　符合试题要求的计数器真值表

周期	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	Q7	Q8	Q9	Q10	Q11	Q12	Q13	Q14	Q15	Q16	Q17	Q18	Q19
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
2	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
3	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
4	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
5	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
6	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
8	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
10	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
11	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
12	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
13	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
14	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
16	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
17	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
18	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
19	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
20	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
21	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
22	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
23	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0
24	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
25	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0
26	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0
27	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0
28	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0
29	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
30	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
31	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
32	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
33	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
34	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
35	1	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
36	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
37	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
38	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

与表5.7相比，表5.8在所有的触发器输出均为“1”时，下一个时钟将使Q19变为“0”，再下一个时钟将使得Q19、Q18的输出比变为“0”。以此类推，最后将所有的触发器输出变为“0”。然后，再恢复表中前19个周期的变化规律。从这个分析可以看出，这实际上是将所有的触发器的输入/输出关系全部颠倒，电路如图5.24所示。

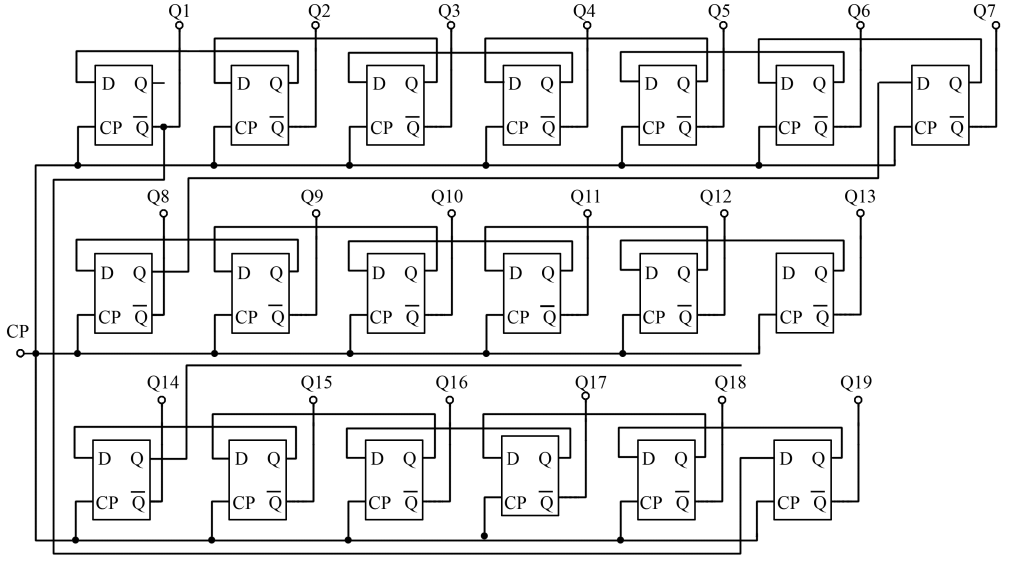


图5.24　符合表5.8第20～38个周期变化规律的扭环计数器

将图5.23与图5.24的电路组合，前19个周期工作在图5.23的电路工作方式，在20～38个周期工作在图5.24电路工作方式，形成可逆计数器。在第19个周期结束时，电路通过转换开关转换为图5.24的工作方式。转换开关可以采用小型继电器，常闭触点接成图5.23所示的形式，常开触点接成图5.24所示的形式。可逆扭环计数器电路如图5.25所示。

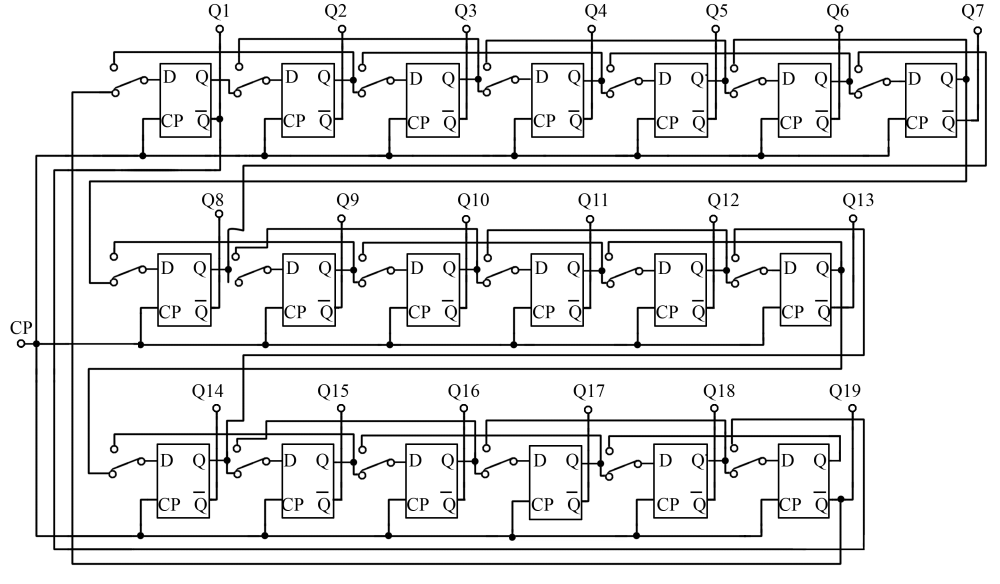


图5.25　可逆扭环计数器

图 5.21 所示的电路中继电器的驱动电路如图 5.26 所示。

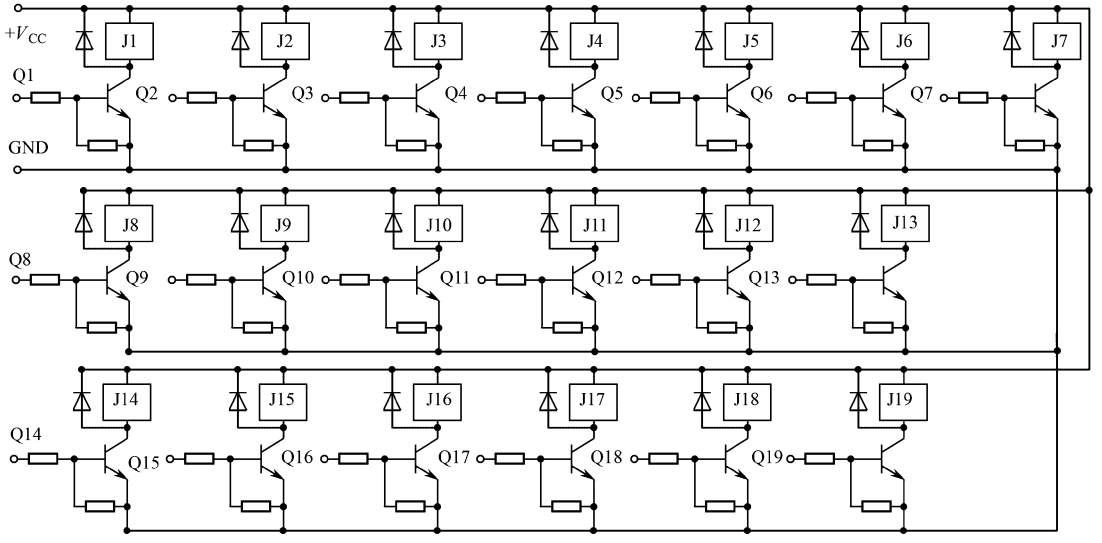


图 5.26　图 5.21 所示的电路中继电器的驱动电路

接下来的问题是如何控制小型继电器的切换。

控制思路如下：继电器 J19 励磁线圈得电时，所有的继电器励磁线圈必然都得电。下一个时钟的到来应该让继电器 J19 励磁线圈失电，动触点应与常开触点断开，与常闭触点闭合，J1 ~ J18 继电器得电，动触点与常开触点闭合；再下一个时钟的到来应该让继电器 J18、J19 励磁线圈失电，动触点应与常开触点断开，与常闭触点闭合，J1 ~ J17 继电器得电，动触点与常开触点闭合，以此类推。这个规律符合图 5.23 所示的电路。因此应该在 J19 励磁线圈得电后将图 5.24 所示的电路切换到逆扭环计数器模式，也就是将图 5.24 所示的电路中继电器的动触点切换到与常开触点闭合的状态。这个工作模式一直工作到触发器 Q1 输出“0”，这时的所有触发器的输出均为“0”，这时应将电路工作模式切换到顺扭环计数器工作模式。根据这个特点，只要检测触发器 Q1 输出是否为“0”、触发器 Q19 输出是否为“1”就可以了。切换电路如图 5.27 所示。

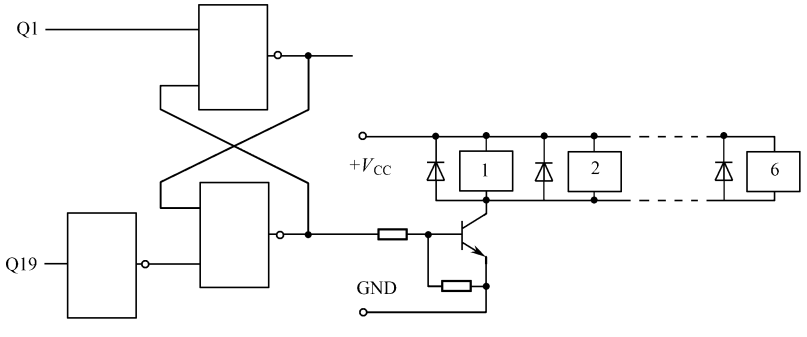


图 5.27　切换电路

3. 参数设置显示的实现

放大电路的参数显示电路如图 5.28 所示。

这样，在所有的 Q1～Q19 均为“0”时，对应的 20kHz 显示 LED 发光，显示截止频率为 20kHz；随着截止频率的上升，J1、J2、J3、J4、J5、J6、…励磁线圈先后得电，相应的 LED 先后发光显示 19kHz、18kHz、17kHz、16kHz、…、2kHz、1kHz 衰减，类似于音响中以音量显示光柱的高低显示音量的大小。

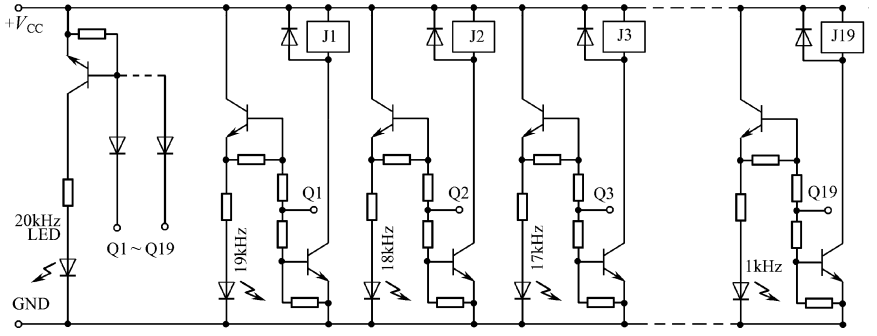


图 5.28　参数显示电路

4. 其他参数的选取

电阻 R1、R2 的选择可以按如下公式。

$$R_2 = \frac{\zeta}{a \cdot C_1 \cdot \omega_n} \cdot \left(1 + \sqrt{1 + \frac{K_F - 1 - a}{\zeta^2}}\right) = \frac{\frac{1}{\sqrt{2}}}{2 \times 1000 \times 10^{-12} \times 2\pi \times 20 \times 10^3} = 5.627(\text{k}\Omega)$$

$$R_1 = \frac{1}{a \cdot C_1^2 \cdot \omega_n^2 \cdot R_2} = \frac{1}{2 \times (1000 \times 10^{-12})^2 \times (2\pi \times 1000)^2 \times 5672} = 22.5(\text{k}\Omega)$$

$$R_F = K_F \cdot (R_1 + R_2) = 3 \times (5627 + 22500) = 48.045(\text{k}\Omega)$$

$$R_f = \frac{R_F}{K_F - 1} = 24.0225(\text{k}\Omega)$$

$$R_1 + R_2 = \frac{R_F \cdot R_f}{R_F + R_f}$$

由于滤波器的增益为 3，需要放大器输出衰减 9.54dB，约为 10dB。因此，在滤波器输出端还要加一个增益为 3 的放大器来恢复输出电压幅值。

5.8.3　高通有源滤波器的设计

集成运算放大器外加电路构成二阶高通有源滤波器的电路如图 5.29 所示。

高通滤波器的设计方法与低通滤波器基本相同，其微小差异是高通滤波器电容器的电容量可以选择相等，而且在 ζ 为 $\frac{1}{\sqrt{2}}$、$R_1 = 2R_2$ 时。电路的固有谐振频率为

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{2} \cdot C \cdot R_2}$$

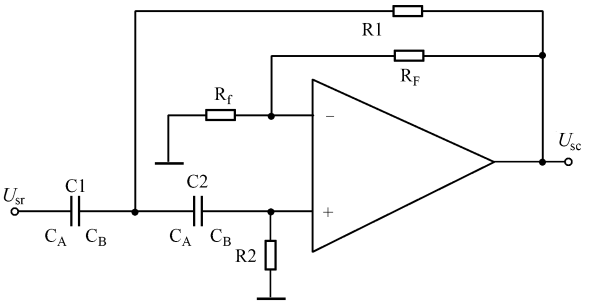


图 5.29　集成运算放大器外加电路构成二阶高通有源滤波器的电路

这样，在截止频率为 20kHz、电容器 $C = 500\text{pF}$ 时，对应的 $R_2 = 112.54\text{k}\Omega$，$R_1$ = 值为 223.08kΩ。

步进电容器的电容量与低通滤波器中 C1 的步进电容器电容量相同。高通滤波器的频率步进控制与低通滤波器相同，这里不再赘述。

5.8.4　带通有源滤波器的设计

集成运算放大器外加电路构成二阶带通有源滤波器的电路如图 5.30 所示。

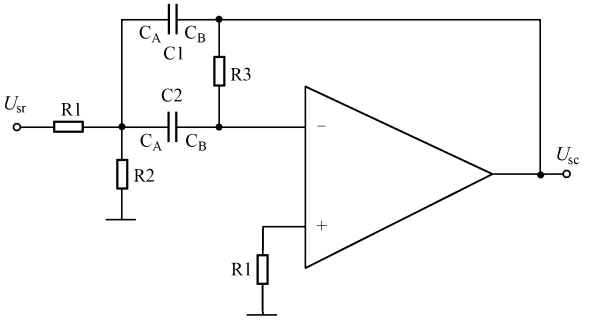


图 5.30　集成运算放大器外加电路构成二阶带通有源滤波器的电路

带通滤波器在 $C_1 = C_2$ 时，各元件的取值可以是

$$K_F = \frac{R_3}{2R_1}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{C} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_3} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

$$Q = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{\frac{1}{R_3} \cdot \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}\right)}$$

在 ω_0 为 60kHz、电容器的电容量选 5200pF、Q 选 10、K_F 选 10 时，R_1、R_2、R_3 为

$$R_1 = \frac{Q}{K_F \cdot \omega_0 \cdot C} = \frac{10}{10 \times 60 \times 10^3 \times 500 \times 10^{-12}} = 33.3\ (\text{k}\Omega)$$

$$R_2 = \frac{Q}{(2Q^2 - K_F) \cdot \omega_0 \cdot C} = \frac{10}{(2 \times 10^2 - 10) \times 60 \times 10^3 \times 500 \times 10^{-12}} = 1.76\ (\text{k}\Omega)$$

$$R_3 = \frac{2Q}{\omega_0 \cdot C} = \frac{2 \times 10}{60 \times 10^3 \times 500 \times 10^{-12}} = 668\ (\mathrm{k\Omega})$$

步进电容器的电容量与频率的关系如表 5.9 所示。

表 5.9　步进电容器的电容量与频率的关系

频率（kHz）	总电容量（pF）	步进电容量（pF）	频率（kHz）	总电容量（pF）	步进电容量（pF）
40	750	35.7	52	576.9	21.4
42	714.3	32.5	54	555.5	20.3
44	681.8	29.6	65	535.7	18
46	652.2	27.7	58	517.2	17.2
48	625	25	60	500	500
50	600	23.1			

5.9　2007 年竞赛试题：程控滤波器（D 题）【本科组】

5.9.1　试题

一、任务

设计并制作程控滤波器，其组成如图 5.31 所示。要求放大器增益可设置，低通滤波器或高通滤波器通带、截止频率等参数可设置。

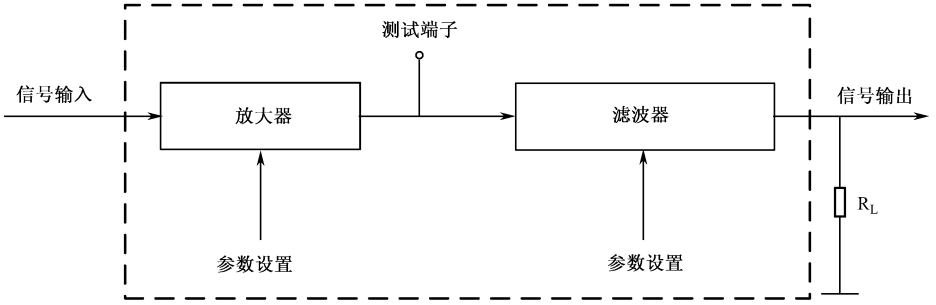


图 5.31　程控滤波器组成框图

二、要求

1. 基本要求

① 放大器输入正弦波信号电压振幅为 10mV，电压增益为 40dB，增益 10dB 步进可调，通频带为 100Hz～40kHz，放大器输出电压无明显失真。

② 滤波器可设置为低通滤波器，其 -3dB 截止频率 f_c 在 1～20kHz 范围内可调，调节的频率步进为 1kHz，$2f_c$ 处放大器与滤波器的总电压增益不大于 30dB，$R_L = 1\mathrm{k\Omega}$。

③ 滤波器可设置为高通滤波器，其 -3dB 截止频率 f_c 在 1～20kHz 范围内可调，调节的频率步进为 1kHz，$0.5f_c$ 处放大器与滤波器的总电压增益不大于 30dB，$R_L = 1\mathrm{k\Omega}$。

④ 电压增益与截止频率的误差均不大于 10%。

⑤ 有设置参数显示功能。

2. 发挥部分

① 放大器电压增益为 60dB，输入信号电压振幅为 10mV；增益 10dB 步进可调，电压增益误差不大于 5%。

② 制作一个四阶椭圆形低通滤波器，带内起伏≤1dB，－3dB 通带为 50kHz，要求放大器与低通滤波器在 200kHz 处的总电压增益小于 5dB，－3dB 通带误差不大于 5%。

③ 制作一个简易幅频特性测试仪，其扫频输出信号的频率变化范围是 100Hz～200kHz，频率步进为 10kHz。

④ 其他。

三、说明

设计报告正文应包括系统总体框图、核心电路原理图、主要流程图和主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序和完整的测试结果可用附件的形式给出。

四、评分标准

	项　　目	满　　分
设计报告	系统方案	15
	理论分析与计算	15
	电路与程序设计	5
	测试方案与测试结果	10
	设计报告结构及规范性	5
	总分	50
基本要求	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第①项	14
	完成第②项	16
	完成第③项	15
	其他	5
	总分	50

5.9.2　试题分析

这个试题与高职高专组的（I 题）可控放大器基本部分和发挥部分的第①项是相同的，也就是说能够完成试题基本部分，省级的等级奖是肯定能够得到的，甚至可以获得省二等奖甚至省一等奖。所不同的是，试题的发挥部分的第②项制作一个四阶椭圆形低通滤波器，带内起伏不大于 1dB，－3dB 通带为 50kHz，要求放大器与低通滤波器在 200kHz 处的总电压增益小于 5dB，－3dB 通带误差不大于 5%。③ 制作一个简易幅频特性测试仪，其扫频输出信号的频率变化范围是 100Hz～200kHz，频率步进为 10kHz。

这样，即使不做发挥部分的第②项和第③项也可以比较圆满地完成试题的要求。关于试题的基本部分和发挥部分的第①项，在前文中已经做了很详尽的叙述，这里不再赘述。

第 3 篇

2009年试题

第6章　2009年竞赛试题：电能收集器（E题）【本科组】

6.1　试题

6.1.1　任务

设计并制作一个电能收集充电器，充电器及测试原理示意图如图6.1所示。该充电器的核心为直流电源变换器，它从一直流电源中吸收电能，以尽可能大的电流充入一个可充电池。直流电源的输出功率有限，其电动势 E_s 在一定范围内缓慢变化，当 E_s 为不同值时，直流电源变换器的电路结构，参数可以不同。监测和控制电路由直流电源变换器供电。由于 E_s 的变化极慢，监测和控制电路应该采用间歇工作方式，以降低其能耗。可充电池的电动势 $E_c=3.6\text{V}$，内阻 $R_c=0.1\Omega$。

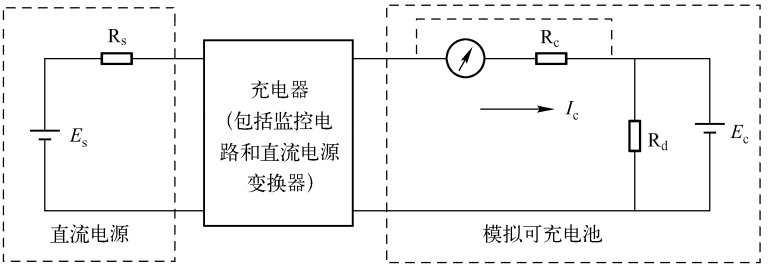


图6.1　充电器及测试原理示意图

（E_s 和 E_c 用稳压电源提供，R_d 用于防止电流倒灌）

6.1.2　要求

1. 基本要求

① 在 $R_s=100\Omega$，$E_s=10\sim20\text{V}$ 时，充电电流 I_c 大于 $(E_s-E_c)/(R_s+R_c)$。

② 在 $R_s=100\Omega$ 时，能向电池充电的 E_s 尽可能低。

③ E_s 从0逐渐升高时，能自动启动充电功能的 E_s 尽可能低。

④ E_s 降低到不能向电池充电，最低至0时，尽量降低电池放电电流。

⑤ 监测和控制电路工作间歇设定范围为0.1～5s。

2. 发挥部分

① 在 $R_s=1\Omega$，$E_s=1.2\sim3.6\text{V}$ 时，以尽可能大的电流向电池充电。

② 能向电池充电的 E_s 尽可能低。当 $E_s \geqslant 1.1\text{V}$ 时，取 $R_s = 1\Omega$；

当 $E_s < 1.1\text{V}$ 时，取 $R_s = 0.1\Omega$。

③ 电池完全放电，E_s 从 0 逐渐升高时，能自动启动充电功能（充电输出端开路电压大于 3.6V，短路电流大于 0）的 E_s 尽可能低。当 $E_s \geqslant 1.1\text{V}$ 时，取 $R_s = 1\Omega$；当 $E_s < 1.1\text{V}$ 时，取 $R_s = 0.1\Omega$。

④ 降低成本。

⑤ 其他。

6.1.3 评分标准

	项 目	主 要 内 容	满 分
设计报告	系统方案	电源变换及控制方法实现方案	5
	理论分析与计算	提高效率方法的分析及计算	7
	电路与程序设计	电路设计与参数计算 启动电路设计与参数计算 设定电路的设计	10
	测试结果	测试数据完整性 测试结果分析	3
	设计报告结构及规范性	摘要，设计报告正文的结构 图表的规范性	5
	总分		30
基本要求	实际制作完成情况		50
发挥部分	完成第①项		30
	完成第②项		5
	完成第③项		5
	完成第④项		5
	其他		5
	总分		50

6.1.4 说明

1. 测试最低可充电 E_s 的方法：逐渐降低 E_s，直到充电电流 I_c 略大于 0。当 E_s 高于 3.6V 时，R_s 为 100Ω；E_s 低于 3.6V 时，更换 R_s 为 1Ω；E_s 降低到 1.1V 以下时，更换 R_s 为 0.1Ω。然后继续降低 E_s，直到满足要求。

2. 测试自动启动充电功能的方法：从 0 开始逐渐升高 E_s，R_s 为 0.1Ω；当 E_s 升高到高于 1.1V 时，更换 R_s 为 1Ω。然后继续升高 E_s，直到满足要求。

6.2 试题分析

这个试题要求参赛者从一个高输出电阻的电源中尽可能多地获取电能或者输出功率。这个电压范围从 10V 一直降低到尽可能低的电压时也能向输出提供电能。这就要求电能转换电路不仅要适应常规的电源电压，还要适应非常规的低电源电压以及极端的极低电源电压。

本试题实际上是要一个高内阻的电源在任何状态下都能输出最大功率，也就是电路中的所谓的最大功率原理。所不同的是，如果将负载直接接于电源，则输出到负载的电流不会大于 $(E_s - E_c)/(R_s + R_c)$。只有利用电子功率变换，将电源的最大输出功率变换成 3.6V 的电源电压，就可以使输出到负载的电流大于 $(E_s - E_c)/(R_s + R_c)$。

如果功率变换器的效率为 100%，需要电源电压高于 7.2V 后才能满足 $(E_s - E_c)/(R_s + R_c)$；如果功率变换器的效率为 80%，需要电源电压上升到 8.4V 后才能满足 $(E_s - E_c)/(R_s + R_c)$。因此需要效率尽可能高的功率变换器。

试题的关键部分有以下几点。

其一，在常规电压下要能够输出高于串联电阻时的输出电流，势必要用到 DC/DC 变换器才能实现。

其二，当电源电压低于 8.5V 以后，常规的 PWM 控制 IC 将不能启动、不能工作，在这个电压以下，需要低电压启动的 DC/DC 变换器 IC 或控制 IC。

其三，当电源电压低于 2.5V 甚至 1V 时，电路还要能够工作，而且要在尽可能低的电源电压下工作。

其四，以 3.6V 为界，电源电压高于 3.6V 时，DC/DC 变换器工作在降压工作状态；而电源电压低于 3.6V 时，电路则需要工作在升压工作状态。可以应用反激式变换器的电路拓扑解决这个问题，但是输出电压与输入电压是反极性的，这会给电路的实现带来麻烦。

通过上述分析，本试题不仅要寻求可以工作在 1V 以下到 20V 的极宽电压范围内的控制 IC 或 DC/DC 变换器 IC，而且要寻求一种输入与输出相同电压极性，既可以升压又可以降压，效率又比较高的变换器电路。

6.3 设计方案的确定

1. 选择控制 IC 还是选择 DC/DC 变换器 IC

为了简化电路，同时也为了获得更好的性能。如果能选择到合适的 DC/DC 变换器 IC，就不选择控制 IC。

一般的单芯片 DC/DC 变换器是将 DC/DC 控制电路与开关管集成在同一芯片上，这样就可以省去外接开关管的麻烦。甚至还可以减少其他外接元件，实现起来非常方便。

单芯片 DC/DC 变换器均有过电流保护功能，但是这种过电流保护功能是在变换器输出异常（如果输出电流、输出端路）时才起作用，而且所采用的是“打嗝”保护方式，示意图如图 6.2 所示。

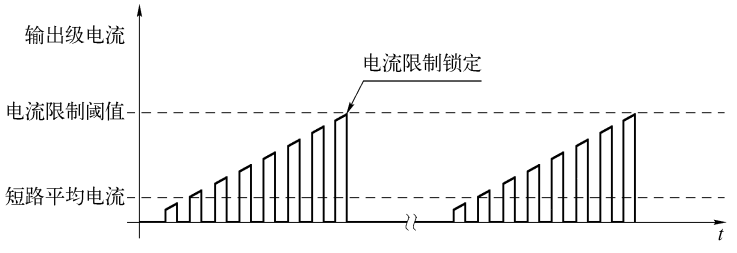


图 6.2 “打嗝”方式的过电流保护示意图

很显然，这种电流控制方式并不适合本试题。因此不能指望用带有这样过电流保护功能的单芯片 DC/DC 变换器简单地满足本试题要求。

如果单芯片 DC/DC 变换器采用峰值电流控制，并且是逐周电流控制的工作方式，可以很好地实现本试题所要求的最大功率输出的功能，示意图如图 6.3 所示。

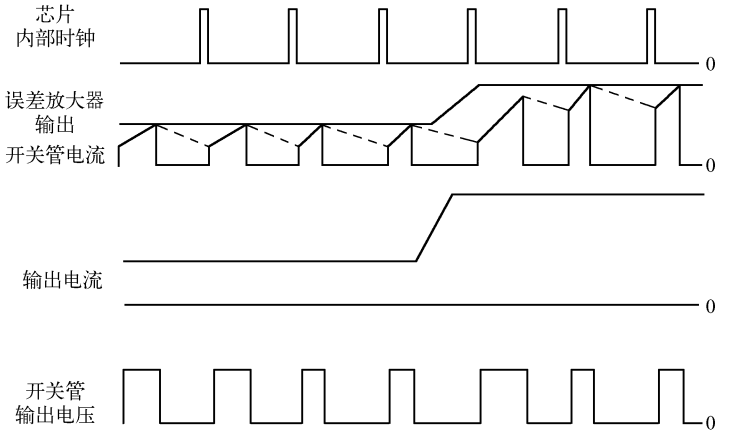


图 6.3　逐周电流控制示意图

由图 6.3 可以看到，随着误差放大器输出值的变化，开关管的电流峰值随之发生变化，输出电流值也跟着变化。而且，一旦误差放大器输出值被确定，在电感电流连续的状态下，DC/DC 变换器的输出电流也随之被确定，可以很好地实现本试题的要求。

2. 工作模式的确定

DC/DC 变换器工作模式需要根据电路特性的要求决定。

由于 3.6～20V 电源是高阻抗电源，同时要求能输出最大功率。因此，在不同的电源电压时需要电源输出不同的电流，使电源可以输出最大功率，也就是

$$I_{\max}=\frac{E_s}{R_s}$$

由于 E_s 在变化，而 R_s 不变，需要 $I_{\max}$ 随 E_s 变化。这要求 DC/DC 变换器应具有调节输入电流变化的功能。实现这种功能最简单的方法就是让 DC/DC 变换器具有“限流型”过电流保护功能。

在众多的 DC/DC 变换器 IC 中，大多数为截止型与打嗝方式相结合的过电流保护工作方式，因而不适用于要求输入电流具有恒流功能或输出具有恒流功能。唯有 MC34063 具有输入电流限制功能，因此选用 MC34063 会使电路变得简单，而且调试容易。

3. DC/DC 变换器 IC 的选择

一般的 DC/DC 变换器 IC 不可能工作在 1～20V 的电源电压变化范围内，最多可以工作在 2.5～40V 的电压范围内，要想获得能够工作在 1V 甚至更低的电源电压，其最高电源电压只能达到 5.5V。因此，要想工作在 1～20V 的工作电压范围，最好的办法就是选择两个 DC/DC 变换器 IC，一个工作在 3.6V 电源电压以下，一个工作在 3.6V 电源电压以上。工作在 3.6V 电源电压以下的可以选用 MAXIM 的 MAX756，工作在 3.6V 电源电压以上的选择 MC34063，这是最容易买到也是最便宜的 DC/DC 变换器 IC。

4. 选择 MC34063 的原因

可以完成 DC/DC 变换的 IC 很多，为什么一定要用 MC34063？MC34063 是一款 20 世纪 70 年代末的 DC/DC 变换器 IC，是从 μA7840S 简化而得到的。时至今日，很多在 MC34063 以后出现的 DC/DC 变换器 IC 或 PWM 控制 IC 先后退出历史舞台，而 MC34063 与 TL494 却还活跃在开关电源以及相关领域。其根本原因是：其一是功能非常适合应用；其二是价格低廉。ON Semi 的 MC34063 的零售价格在每片 2 元左右，ST 的 MC34063 的零售价则可以降低到每片 1 元，而国内的山寨产品可以达到每片 0.25 元的超低价格，而大多数 DC/DC 变换器 IC 均在每片 6 元以上。

MC34063 的另一个优点是应用灵活，既可以发射极输出，也可以集电极输出；既可以构成降压型电路拓扑，也可以构成升压型、反激式电路拓扑；甚至还可以构成 CUK、SEPIC 电路拓扑；既可以作为 DC/DC 变换器芯片，也可以作为控制芯片。

MC34063 的外围电路及其简单，仅需要定时电容、限流电阻、两个反馈电阻、一个二极管、一个电感、一个输入旁路电容器、一个输出滤波电容器，一共 8 个元件。其中控制部分仅需要 3 个元件；功率变换部分仅需要 4 个元件，而这 4 个元件是任何功率变换器必须有的。

一个限流电阻可以很好地完成输入端的电流限制功能，在降压型变换器中，可以得到输出端为恒流源的工作状态，开关型恒流源一般来说是很难实现的，动态条件下的恒流源则更难实现，而 MC34063 却可以仅仅用一个限流电阻轻易的完成。也许这就是 MC34063 至今仍令人钟爱的原因之一。

5. 选择 MAX756 的原因

对于电源电压低于 3.6V 的工作状态，特别是需要工作在 1V 甚至更低的电源电压下，可选择的 DC/DC 变换器 IC 仅有 MAXIM 公司的产品，可以选 MAX756、MAX1760、MAX1705、MAX1674 等。其中，MAX756 是相对较为早期的产品，但是 MAX756 的外围电路比较容易实现，特别是电感量相对较大，比较容易实现，电路板布线相对容易一些。综合考虑，选择 MAX756。

6.4 电路拓扑的选择

1. 电源电压在 3.6V 及以上时电路拓扑的选择

3.6V 及以上的电源电压似乎采用降压型变换器就可以了，但是实际上降压型变换器很少能够工作在占空比 0.9 以上。这就是说，想要输出 3.6V，至少要有 4V 的电源电压，如果最大占空比仅能达到 0.8，则需要 4.5V 的电源电压。这样就会在整个电源电压范围内产生一个不能工作的死区。为了防止这一现象的发生，需要采用既可以升压、又可以降压的电路拓扑，但不能是反激式电路拓扑。可以选用 SEPIC 电路拓扑，主电路如图 6.4 所示。

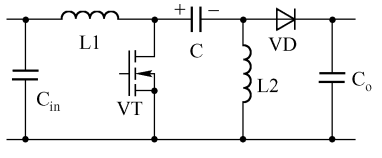


图 6.4 SEPIC 电路拓扑

SEPIC 变换器电路实际上是由一个升压型变换器和

降压型变换器级联组合而成的，因而具有升降压功能。SEPIC 变换器原理已经有很多文献分析过，可以参见 2006 年机械工业出版社出版的《单管变换器及其应用》，这里不再赘述。SEPIC 变换器输入输出电压关系为

$$V_O = \frac{D}{1-D} \cdot V_{in} \tag{6.1}$$

从这个公式看到：当占空比小于 0.5 时，电路处于降压状态；而占空比大于 0.5 以后，则电路工作在升压状态。不仅如此，输入与输出电压极性是相同的。这样就很好地解决了既不改变输入/输出电压极性，又可以满足升/降压的关系。

从图 6.4 看到，电路需要两个电感，实现时会比较麻烦，如果能用一个磁路就会减少很多麻烦。幸好 SEPIC 变换器允许电感 L1、L2 相互之间耦合，可以将 L1、L2 装在同一磁芯中。电路如图 6.5 所示。

2. 电源电压在 3.6V 以下时电路拓扑的选择

电源电压在 3.6V 以下的电路拓扑肯定要用升压型变换器，电路如图 6.6 所示。

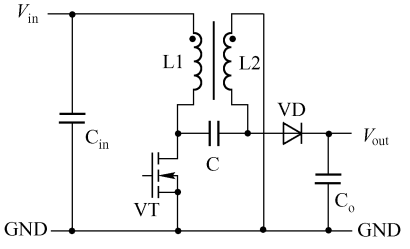


图 6.5　耦合电感的 SEPIC 变换器主电路

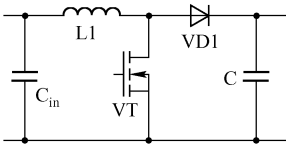


图 6.6　升压型变换器主电路

6.5　MC34063 简介

6.5.1　MC34063 简介

MC34063 在 20 世纪 80 年代初问世，属于第一代开关电源芯片，由于是一种廉价实用的非隔离型开关变换器，电路简单容易实现，至今仍然在一般的应用中大量使用。MC34063 具有输出级的集电极、发射极引出端，可以实现各种非隔离的 DC/DC 变换器集电极、发射级的各种接线方式，能直接构成降压型变换器（BUCK）、升压变换器（boost）、反激式变换器（flyback）、CUK 变换器、SEPIC 变换器甚至是级联型变换器，也可以构成隔离性变换器，由此可见其应用的灵活性。因此，不仅 ON Semi 的前身——原 Motolola 公司生产 MC34063，现在的 ONSemi 在很多廉价产品停产后仍生产 MC34063，而且原韩国的三星电子（现在的美国快捷）、法意半导体（ST）都在生产 MC34063，甚至国内一些厂家也在大量生产山寨 MC34063。可以说，MC34063 是一种通用集成电路。

MC34063 是 78S40 的简化版，因此这两种 IC 应用形式基本相同，应用注意事项可以参见 ON Semi 设计参考文献的 AN920 和 AN954。MC34063 为 DIP8 或 SO8 封装形式，外封装与引脚功能如图 6.7 所示。

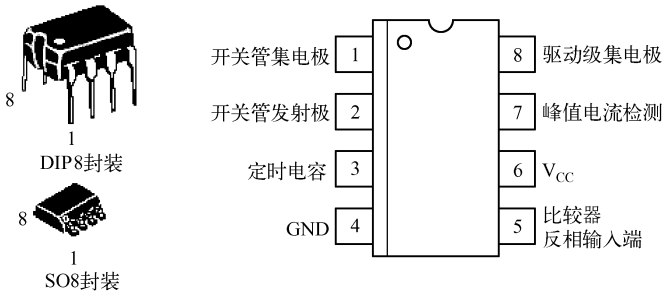


图 6.7　MC34063 的外封装与引脚功能图

MC34063 在降压工作状态时，输入电压范围可以在 2.5～40V；升压工作状态下最低输入电压为 2.5V，最高输出电压为 40V；峰值电流检测端、驱动级集电极、输出集电极、输出发射极对 GND 之间的最高电压为 40V。MC34063 的极限参数如表 6.1 所示。

表 6.1　MC34063 的极限参数

额　定	符　号	量　值	单　位
电源电压	V_{CC}	40	Vdc
比较器输入电压范围	V_{IR}	−0.3～+40	Vdc
开关管集电极电压	$V_{C(switch)}$	40	Vdc
开关管发射极电压	$V_{E(switch)}$	40	Vdc
开关管集电极－发射极电压	$V_{CE(switch)}$	40	Vdc
驱动级集电极电压	$V_{C(driver)}$	40	Vdc
驱动级集电极电流（1）	$I_{C(driver)}$	100	mA
开关管电流	I_{SW}	1.5	A
耗散功率与热特性 DIP 封装环境温度 T_A = 25℃ 热阻 封装环境温度 T_A = 25℃ 热阻	 P_D $R_{\theta JA}$ P_D $R_{\theta JA}$	 1.25 100 625 160	 W ℃/W mW ℃/W
最高工作结温	T_J	+150	℃
工作环境温度范围 MC34063A MC34063AV MC33063A	T_A	+150 0～+70 −40～+125 −40～+85	℃ ℃ ℃ ℃
存储温度范围	T_{stg}	+150	℃

注：在任何工作条件下，最大功率耗散限制都绝对不允许超过极限参数。

极限参数是指，在任何时候和条件下，器件的任何一个极限参数被超过都可能造成器件不可逆的损坏。因此，在任何条件下均不允许超过期间的极限参数。

器件的一般电参数是指器件在正常工作状态下的参数，是电路设计的基本参考因素。

MC34063 的一般电参数如表 6.2 所示。

表 6.2　MC34063 的一般电参数

特性（$V_{CC}=5V$，$T_A=T_{low}\sim T_{high}$［2］，除特别说明）	符号	最小值	典型值	最大值	单位
振荡器					
频率（$V_{Pin5}=0V$，$C_T=1.0nF$，$T_A=25℃$）	f_{osc}	24	33	42	kHz
充电电流（$V_{CC}=5.0\sim40V$，$T_A=25℃$）	I_{chg}	24	35	42	μA
放电电流（$V_{CC}=5.0\sim40V$，$T_A=25℃$）	I_{dischg}	140	220	260	μA
放/充电比率（Pin7 达到 V_{CC}，$T_A=25℃$）	I_{dischg}/I_{chg}	5.2	6.5	7.5	
电流限制检测电压（$I_{chg}=I_{dischg}$，$T_A=25℃$）	$V_{ipk(sense)}$	250	300	350	mV
输出级开关管					
达林顿连接状态时饱和电压（$I_{SW}=1.0A$，Pin1、8 连接）	$V_{CE(sat)}$		1.0	1.3	V
饱和电压（$I_{SW}=1.0A$，$R_{Pin}=82Ω$ 接 V_{CC}，$\beta\approx20$）	$V_{CE(sat)}$		0.45	0.7	
直流电流增益（$I_{SW}=1.0A$，$V_{CE}=5.0V$，$T_A=25Ω$）	h_{FE}	50	75		
集电极断态电流（$V_{CE}=40V$）	$I_{C(off)}$		0.01	100	μA
比较器					
阈值电压 $T_A=25℃$ $T_A=T_{low}$到 T_{high}	V_{th}	 1.225 1.21	1.25	 1.275 1.29	V
阈值电压的源效应（$V_{CC}=3.0\sim40V$） MC33063A，MC34063A MC33063AV	Reg_{line}		 1.4 1.4	 5.0 6.0	mV
输入偏置电流（$V_{in}=0V$）	I_{IB}		−20	−400	nA
整个器件					
电源电流（$V_{CC}=5.0\sim40V$，$C_T=1.0nF$，$V_{Pin7}=V_{CC}$，$V_{Pin5}>V_{th}$，$V_{Pin2}=GND$，其他引脚开路）	I_{CC}			4.0	mA

注：对于 MC34063A：$T_{low}=0℃$；对于 MC33063A、AV：$T_{low}=-40℃$；对于 MC34063A：$T_{high}=+70℃$；MC33063A：$T_{high}=+85℃$；对于 MC33063AV：$T_{high}=+125℃$

MC34063 由内部电压基准、比较器、振荡器、锁存器、驱动级和功率级构成。内部结构框图如图 6.8 所示。

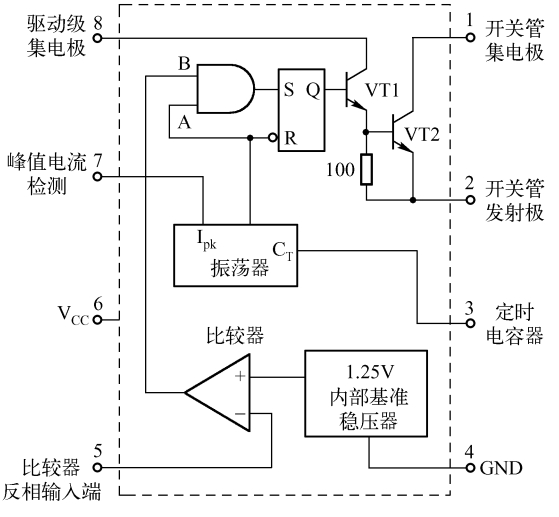


图 6.8　MC34063 的内部结构框图

MC34063 也可以工作在逐周电流限制功能模式下，可以工作在逐周电流限制工作状态，这样不仅可以用 MC34063 实现非绝缘的 DC/DC 变换和稳压，而且还可以实现 DC/DC 稳流工作模式。

6.5.2 MC34063 内部工作原理

1. 振荡器

与其他 PWM 控制 IC 一样，MC34063 内部也有振荡器，外接电路非常简单，只需要一只定时电容器，定时电容器充/放电由振荡器决定。在电流检测端的电压小于 300mV 时，定时电容工作在充电状态，振荡器输出高电位；当定时电容工作在放电状态时，振荡器输出低电位。定时电容器的电压波形如图 6.9 所示。

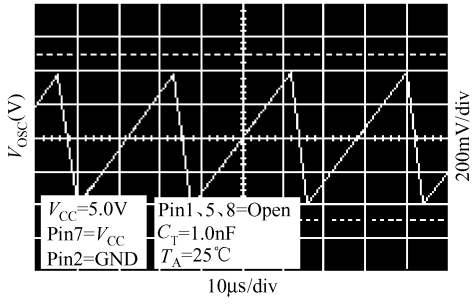


图 6.9 定时电容器的电压波形

定时电容器的电容量与充电时间的关系为

$$C_T = 4.0 \times 10^{-5} t_{on} \qquad (6.2)$$

其中，C_T、t_{on}分别为定时电容器的电容量（单位为 F）、导通时间（单位为 s）。充放电时间比例为 6.5∶1。

振荡器的输出控制锁存器的复位端（R 端），当振荡器输出低电位，锁存器被复位，锁存器输出为零，驱动级晶体管和输出晶体管关断。

振荡器输出不仅受定时电容器工作状态的控制，而且还受电流检测的控制。当电流检测端电压与 V_{CC}端电压差（电流检测端电压低于 V_{CC}端电压）小于 300mV 时，振荡器正常工作。一旦这个电压差达到并超过 300mV 时，无论定时电容工作在何种状态，振荡器输出均为低电位。

2. 内部电压基准

MC34063 内部电压基准为 1.25V，精度为 2%，专门提供内部电压基准（没有基准电压引出端），送到反馈电压比较器的同相端。

3. 比较器

MC34063 中的比较器的作用类似于一般 PWM 控制器中的误差放大器，当输出电压反馈（送到 MC34063 的 5 脚信号）高于误差放大器同相输入端的基准电压时，误差放大器输出低电位，锁存器的置位输入端（S 端）将不再起作用。一旦锁存器的复位输入端为地电位（有效电位），锁存器将输出低电位，直至置位端再次为高电位。

4. 锁存器

与其他 PWM 控制器相同，MC34063 锁存器的作用是在开关周期内保持输出级的状态，锁存器输出高电位，MC34063 输出级的开关管导通，锁存器的输出为低电位，则输出级的开关管关断。锁存器的复位输入端与振荡器输出相连接，这个复位端为低电位有效，同时振荡器的输出端同与非门的输入端相接，这样就确保了在振荡器输出低电位时与非门输出低电位，使置位端为无效状态，从而保证了开关管在这种状态下不导通。输出级的开关管的导通条件必须是振荡器输出为高电位，即定时电容器为充电状态，同时误差放大器输出高电位（反馈端电压低于基准电压）。

5. 输出级

MC34063 的输出级是由两级双极性晶体管复合而成的功率开关，耐压为 40V，可以流过的最大电流为 1.5A。

输出级开关管的发射极、集电极均有引出端，既可以用于发射极输出方式也可以用于集电极输出方式，这样不仅可以实现降压型，而且还可以实现升压型和反激式的电路拓扑，是一种应用最灵活的电路。

6.5.3 MC34063 的典型应用

1. 降压型变换器

降压型变换器是各种变换器中最常用、最简单的电流拓扑。输入 25V ±5V、输出 5V/500mA 的降压型变换器的典型电路如图 6.10 所示。

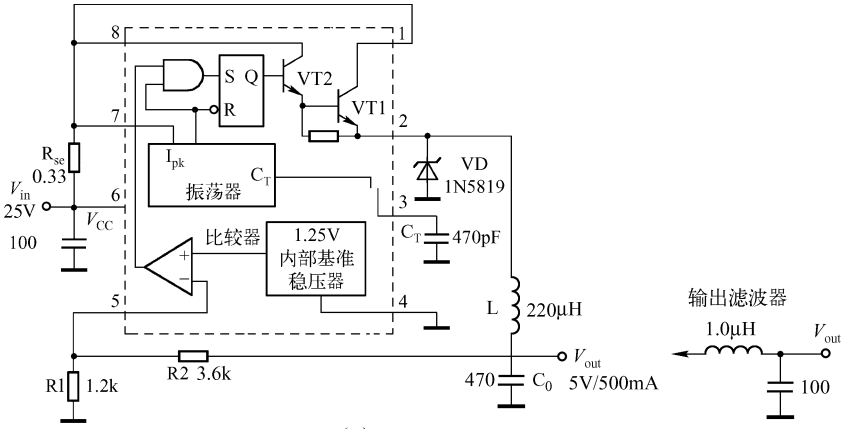


图 6.10　由 MC34063 构成的降压型变换器典型电路

图中的定时电容器为 470pF，对应的开关频率为

$$f_{OSC}=\frac{6.5\times4\times10^{-5}}{7.5C_T}=\frac{6.5\times4\times10^{-5}}{7.5\times470\times10^{-12}}\approx74\,000\ (\text{Hz}) \tag{6.3}$$

开关周期约为 13.5μs，当输入电压为 25V 时的占空比为 0.2，二极管的续流时间约为 11μs。在滤波电感为 200μH、输出为 5V 时，输出电流变化值为

$$\Delta I=\frac{V_O}{L}\cdot t_{off}=\frac{5}{200\times10^{-6}}\times11\times10^{-6}=0.275\ (\text{A}) \tag{6.4}$$

对应的电感电流连续的临界电流值（平均值）为 0.135A，约为输出额定电流的 1/3。也就是说，当负载电流低于 0.135A 时，电感电流将进入断续状态。

R_{se}为电流检测电阻（0.33Ω），根据 MC34063 的电流限制电压可以得到这个电路的过电流限制值为

$$I_{lim}=\frac{300\ (\text{mV})}{R_{se}}=\frac{300\ (\text{mV})}{0.33}\approx900\ (\text{mA}) \tag{6.5}$$

过电流限制值减去临界电流值就是输出电流限制值（平均值），即 765mA，为输出额定电流的 153%。

如果嫌输出纹波大，可以在输出端接一个 LC 滤波器，如图 6.10 中右边的滤波器电路，可以有效地减小输出纹波电压值。

接下来是输出电感的选择与制作。如果没有特殊要求，电路中的电感可以用工字磁芯制作，选择直径 12mm 的工字磁芯，采用线径 0.44mm 漆包线绕制，使得电感量达到 220μH 即可。由于工字磁芯是一种磁路开放式磁芯，可以忽略磁芯饱和问题。

如果选择的磁芯不是开放磁路的工字磁芯，而是闭合磁路的环形磁芯或其他形式的铁氧体磁芯，则需要考虑磁芯的最大储能系数（LI^2）问题，以防止磁路饱和。可以通过最大限流值和电感量求得。由式（6.6）可以得到电路的限流值约等于 900mA，电感量为 200μH。对应的最大储能系数将不低于

$$LI^2 = 220 \times 10^{-6} \times 0.9^2 = 178.2(\mu J) = 0.1782(mJ)$$

如果选择铁粉芯或铁镍、铁硅铝或铁镍以及铁硅铝等材料的磁环，可以查铁粉芯或铁镍以及铁硅铝磁环的饱和磁感应强度、相对磁导率、平均磁路长度，得到磁环的饱和磁势，再通过磁环的电感系数 AL 值得到所需要的线圈绕制匝数。将这个匝数与电路的限流值相乘，得到最大磁势，将这个最大磁势与磁环的最大磁势相一致，选择的磁环就是符合要求的。

例如，铁镍 50 的磁环中可以选择最小的磁环为 13×18×4.8mm（$LI^2 = 0.97mJ$），其 AL 值为 55nH/N^2。对应的匝数为

$$匝数 = \sqrt{\frac{220 \times 1000}{55}} = 63.24(匝) \approx 63(匝)$$

如果选用铁氧体磁芯，则需要首先确定所选择磁芯的几何规格，一般选择最便宜的 EI 磁芯。可以选择 EI13 磁芯（$LI^2 = 0.176mJ$），选用线径 0.39mm 的漆包线绕满骨架（约 40 匝），磁路气隙为 0.12mm，可以用 0.05mm 的胶带垫在 E 型磁芯和 I 型磁芯之间。在这个应用实例中，电感量的偏差对电路性能的影响不是很大。

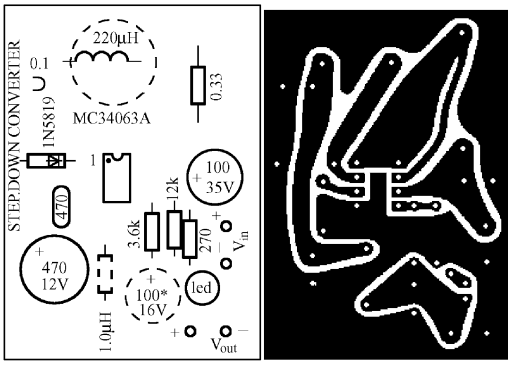


图 6.11　图 6.10 电路的电路板图

图 6.10 对应的电路板图如图 6.11 所示。图中的电感选传统的工字磁芯，元件图和电路板图均为从元件面所看到的。需要注意的是，电路板图如果在焊接面看正好与在元件面看相反，即都是顶视图。另外，与图 6.10 的电路相对比，电路板图中附加了输出电压指示的 LED 和对应的限流电阻。图 6.11 的电路板图中也包括了图 6.10 中的输出滤波器，不用时可以将 1μH 电感用跳线短路替代。

2. 升压型变换器

由 MC34063 构成的升压型变换器电路如图 6.12 所示。为减少 MC34063 的损耗，在输出驱动级的集电极引出端与输入电源间接入一个 180Ω 电阻。

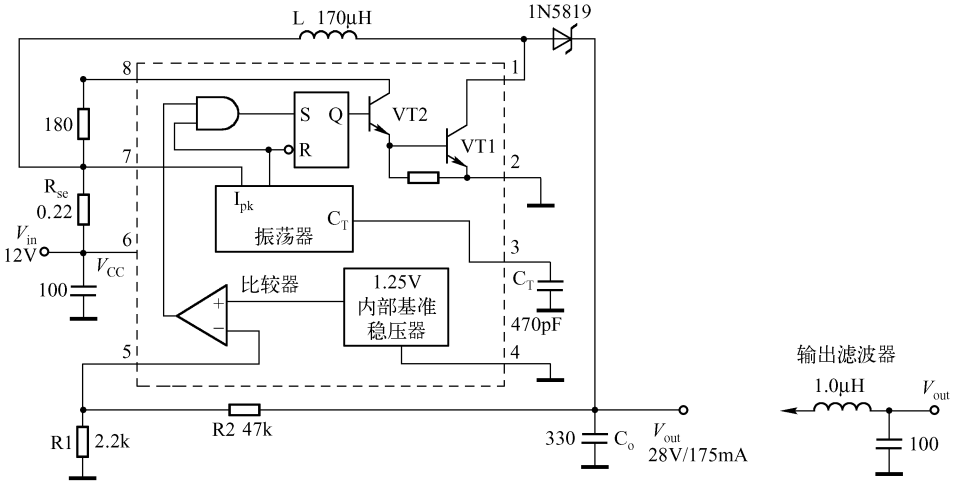


图 6.12　由 MC34063 构成的升压型变换器电路

需要注意的是，用 MC34063 构成的降压型变换器的输出电流可以接近 MC34063 的开关管集电极电流。升压型变换器提升输出电压所付出的代价是“输出”电流被斩波，其输入电压与输出电压之比就是输出电流与输入电流之比，所以电压提升得越高，MC34063 所能输出的电流平均值就越小。从图 6.12 中也可以看到，输出电压是输入电压的约 2.5 倍，输出电流减小到降压型变换器输出电流的近三分之一，约 175mA。

相应的电路板如图 6.13 所示。同样与图 6.12 电路相对比，电路板图中附加了输出电压指示的 LED 和对应的限流电阻。图 6.13 的电路板图中也包括了图 6.12 中的输出滤波器，不用时可以将 1μH 电感用跳线短路替代。

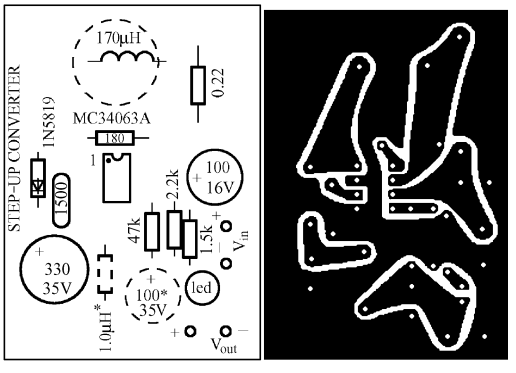


图 6.13　图 6.12 电路的电路板图

如果需要输出的电流较大，也可以采用多个图 6.12 所示的电路并联。

3. SEPIC 变换器

如果需要变换器既能完成降压功能，又能实现升压功能，降压型变换器和升压型变换器都不能实现。有的厂商与文献将反激式变换器说成是升/降压变换器（就是英文中常见的 Step up/down Converter），但是需要注意反激式变换器的输入与输出之间的电压是反极性的，还是不能实现不改变极性的升/降压变换，因此不能称为升/降压变换器。也有的厂商在其推

荐电路中利用升压变换器与降压型变换器组合成升/降压变换器，难免使电路变得复杂。最好的办法就是应用 SEPIC 变换器。SEPIC 变换器的另一大好处是，与降压型变换器相比，不仅输出电流可以是断续的，而且输出电流也可以是断续的，这样不仅可以提高效率，还可以减小输入环节所产生的电磁干扰；与升压型变换器相比，SEPIC 变换器输出电流是连续的，可以简化输出滤波器的结构。

利用 MC34063 也可以构成 SEPIC 变换器，这样既可以得到升压，在不改变电路结构的同时还可以实现降压功能。MC34063 构成的 SEPIC 变换器电路如图 6.14 所示。

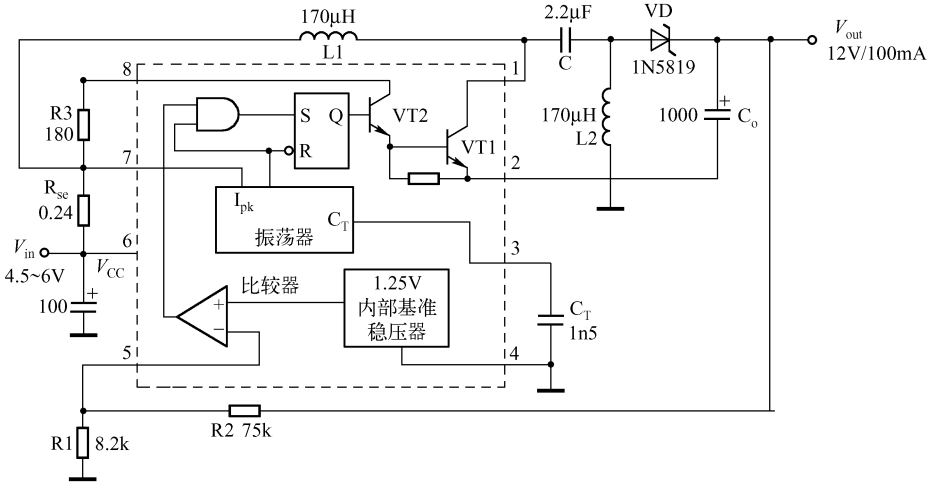


图 6.14　MC34063 构成的 SEPIC 变换器电路

同样，SEPIC 变换器中的电感也可以是在一个磁路中的耦合电感。

6.6　MAX756/7 简介

6.6.1　MAX756/7 引脚功能介绍

MAX756 是 CMOS 工艺的单芯片升压型 DC/DC 变换器，适合于用单节到三节干电池、碱性电池、镍氢电池或镍镉电池供电的电源。最低工作电压为 0.7V；在 200mA 输出电流时效率为 87%；输出电压为 3.3V/5V（MAX756）或输出电压在 2.7 ~ 5.5V 之间可调（MAX757）；静态电流为 60μA，关机状态电流为 200μA；最高开关频率可达 500kHz；内置全温度范围内的 ±1.5% 精度的电压基准；带有电池欠压检测（LBI/LBO），并可以关闭变换器；封装形式为 DIP-8 或 SO-8。

MAX756/7 的引脚功能如图 6.15 所示。

MAX756/7 的内部原理框图如图 6.16 所示。

其简要工作原理如下。

当反馈电压低于基准电压时，比较器 A3 输出高电位，这个高电位通过与门 & 送到触发器 S 端，触发器输出端 Q 由低电位转变为高电位，开关管 VF1 导通，VF1 的漏极电流上升；当流过 VF1 的漏极电流上升到比较器 A2 阈值电压时，A2 输出高电位，将触发器输出清零，

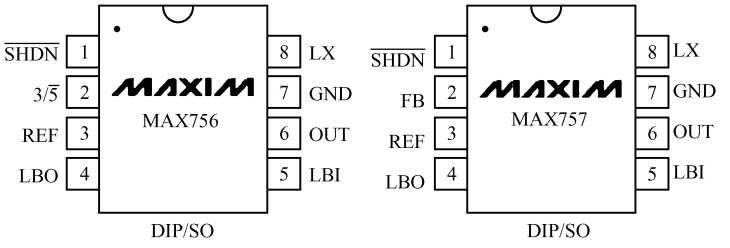


图 6.15　MAX756/7 的引脚功能

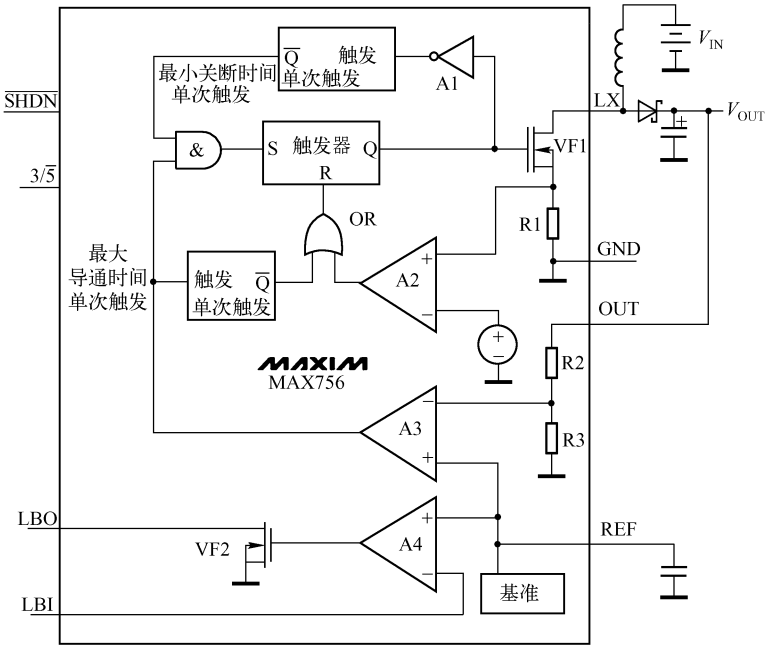


图 6.16　MAX756/7 的内部原理框图

VF1 关断。与此同时，为了避免 VF1 关断后漏极电流下降到零，需要继续保持 VF1 的关断时间，VF1 栅极的低电位经过反相器 A1 变为高电位，触发最小关断时间的单次触发器。经过最小关断时间单次触发器的最小关断时间延迟后，最小关断时间单次触发器输出$\overline{Q}$端输出低电位，封锁触发器的 S 端，使在最小关断延迟时间内 A3 输出的高电位不能送到触发器，保持 VF1 在最小关断时间内处于关断状态。等到最小关断延迟时间结束后，A3 输出的高电位才能通过与门 & 送到触发器 S 端，使得 VF1 导通。

在 A3 由低电位转换为高电位时，A3 输出的高电位也送到最大导通时间单次触发延迟电路，即使在 A2 没有输出高电位，也就是说 VF1 的漏极电流没有达到限流值时，可以通过最大导通时间延迟的单次触发器。经过最大导通时间延迟后，最大导通时间延迟触发器输出高电位送到触发器的 R 端，触发器输出低电位，将 VF1 关断。

电池欠电压检测与保护电路与本试题无关，这里不再赘述。

MAX756/7 引脚功能描述如表 6.3 所示。

表 6.3　MAX756/7 引脚功能

引　脚		名　称	功　能
MAX756	MAX757		
1	1	$\overline{\text{SHDN}}$	低电平时关闭开关电源，但这时电压基准和电池欠电压检测电路还在工作
2		3.3/$\overline{5}$	输出电压选择，高电位时输出电压为 3.3V，低电位时输出电压为 5V
	2	FB	输出电压反馈端
3	3	REF	1.25V 电压基准。需要对地接一个 0.22μF 的电容，如果无外接负载，电容量可以降低到 0.1μF。最大带负载能力：输出 259μA（拉电流）/20μA（灌电流）
4	4	LBO	当 LBI 低于 1.25V 时，一个开路漏极的 MOSFET 导通，在 LBO 端形成一个灌电流，如果 LBO 端接$\overline{\text{SHDN}}$，则开关电源部分关闭
5	5	LBI	电池欠电压检测端，当电池电压低于 1.25V 时有效
6	6	OUT	输出电压检测端，MAX756 接电路的输出端，MAX757 接输出电压检测电阻的分压点
7	7	GND	整个电路的参考端
8	8	LX	输出级 MOSFET 漏极，是 1A、0.5Ω 的 N 沟道 MOSFET

6.6.2　MAX756/7 参数

1. 极限参数

电源电压：输出对地，－0.3 ~ ＋7V；

开关电压：LX 对地，－0.3 ~ ＋7V；

辅助功能引脚（$\overline{\text{SHDN}}$、LBI、LBO、REF、3.3/$\overline{5}$、FB）：对地，－0.3 ~ V_{OUT} ＋0.3V；

基准端电流（I_{REF}）：2.5mA；

连续功耗：DIP8，727mW，高于 70℃每升高 1℃降额 9.09mW；SO－8，471mW，高于 70℃每升高 1℃降额 5.88mW；

工作温度：MAX75_ C，0 ~ ＋70℃；MAX75_ E，0 ~ ＋70℃；

最高结温：－65 ~ ＋150℃；

引脚温度（焊接时间 10 秒）：＋300℃。

2. 一般电参数

MAX756/7 一般电参数如表 6.4 所示。

表 6.4　MAX756/7 一般电参数

参　数	测 试 条 件		最小值	典型值	最大值	单位
输出电压	2V < V_{in} < 3V	MAX756，3.3/$\overline{5}$ = 0V，0mA < I_{LOAD} < 200mA	4.8	5.0	5.2	V
		MAX756，3.3/$\overline{5}$ = 3V，0mA < I_{LOAD} < 200mA	3.17	3.30	3.42	V
		MAX756，V_{OUT} = 5V，0mA < I_{LOAD} < 200mA	4.8	5.0	5.2	V
最小启动电压	I_{LOAD} = 10mA			1.1	1.8	V
最小工作电压	I_{LOAD} = 200mA			0.7		V

续表

参　数	测 试 条 件	最小值	典型值	最大值	单位
静态电源电流	I_{LOAD} = 0mA，3.3/$\overline{5}$ = 3V，LBI = 1.25V，V_{OUT} = 3.47V，FB = 1.3V（仅 MAX757）			60	μA
关机静态电流	$\overline{SHDN}$ = 0V，LBI = 1.25V，3.3/$\overline{5}$ = 3V，V_{OUT} = 3.47V，FB = 1.3V（仅 MAX757）		20	40	μA
基准电压	REF 无负载，C_{REF} = 0.1μF	1.23	1.25	1.27	V
基准电压调整率	3.3/$\overline{5}$ = 3V，−20μA < REFILOAD < 250μA，C_{REF} = 0.22μF		0.8	2.0	%
LBI 输入阈值电压		1.22	1.25	1.28	V
LBI 输入滞环电压			25		mV
LBO 输出低电压	I_{SINK} = 2mA			0.4	V
LBO 输出漏电流	LBO = 5V			1	μA
$\overline{SHDN}$，3.3/$\overline{5}$ 输入低电压				0.4	V
$\overline{SHDN}$，3.3/$\overline{5}$ 输入高电压		1.6			V
$\overline{SHDN}$，3.3/$\overline{5}$，FB，LBI 输入电流	LBI = 1.25V，FB = 1.25V，$\overline{SHDN}$ = 0V 或 3V			±100	nA
FB 电压	MAX757	1.22	1.25	1.28	V
输出电压范围	MAX757，I_{LOAD} = 0mA	2.7		5.5	V

6.6.3　MAX756/7 典型应用电路

MAX756 的典型应用电路如图 7.17（a）所示，MAX757 的典型应用电路如图 6.17（b）所示。

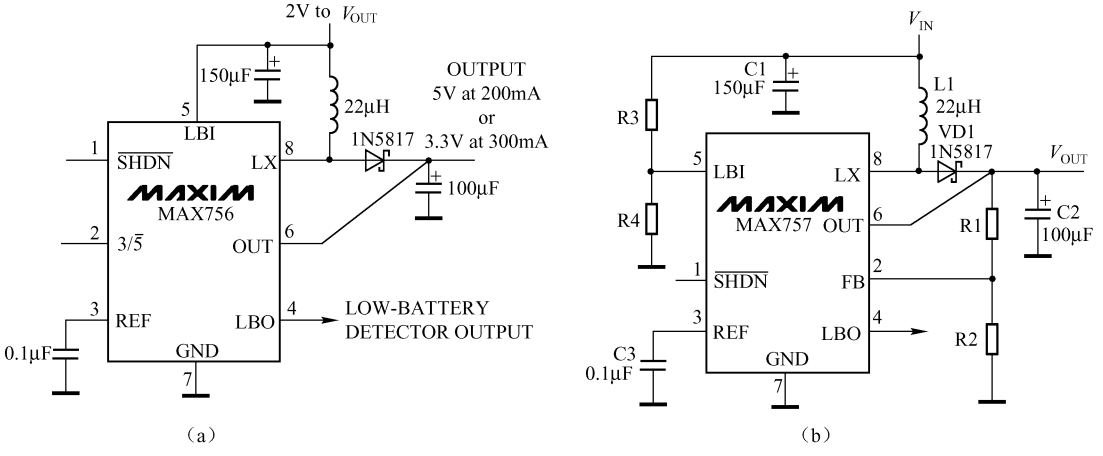


图 6.17　MAX756/7 的典型应用电路

从图 6.17 中可以看到，图 6.17（a）比较简单，容易实现，本试题可以借鉴图 6.17（a）。

6.7 电源电压在3.6V及以上时的电路设计

6.7.1 电源电压在3.6V及以上时，完整电路要完成的功能

电源电压在3.6V及以上时完整电路需要的是：

（1）工作在3.6V及以上的电压的功率变换，以尽可能大功率地向负载输出电能；

（2）为了获得最大输出功率，要不断地调整电源电流；

（3）解决检测电阻与微功耗的矛盾。

1. 如何满足电源电压在3.6～20V状态下的功率变换

实现可以满足3.6～20V电源电压下的功率转换，可以应用MC34063构成SEPIC变换器形式；为了尽量减小输出电压检测电阻的损耗，应采用高电阻值的检测电阻网络，由于高电阻值电压检测网络可能无法驱动MC34063的5号端，因此需要一个跟随器电路来增加驱动能力，为了尽可能减小这个跟随器的电源损耗，应采用微功耗集成运算放大器。

2. 如何调节输入电流，实现最大功率跟踪

最大功率跟踪不仅可以使作品的工作状态满足要求，而且还可以扩展满足试题的E_s值。在设计电路时，我们使变换器的输入电压始终等于电源电压的一半，其方法是利用开关改变MC34063的输入端6脚和7脚的阻值，限制变换器的输入电流，使R_S的电压降接近电源电压的一半。同时也使变换器得到尽可能大的输入功率，实现了最大功率跟踪，可以从电源获得最大电能，提高了充电效率。

3. 如何获得输出电压检测电阻的微功耗与检测电路

由MC34063构成的SEPIC变换器电路需要对输出电压进行检测，然而MC34063应用电路实例中的输出电压检测电路的电阻值均很低，大约1kΩ/V，在空载输出电压为3.8 V时输出电压检测电阻将仅仅为3.8k，检测电路的电流将达到1mA，这样在充电器不工作时，“模拟电池”将泄放比较大的放电电流。为了解决这个为题，本试题采用微功耗运算放大器（SGM8521）工作在跟随器状态，如图6.18电路中R10、R9和微功耗运算放大器SGM8521（A2）电路部分。

将输出电压检测电阻提高到100k/V，使输出电压检测电路所消耗的电流降低到10μA。由于在充电器输出侧的检测电路的损耗已经很低，监控电路在这里已经没有必要，为尽可能地简化电路和消除监控电路所产生的损耗，本试题的实现方案中没有采用监控电路。

6.7.2 电源电压在3.6V及以上时的完整电路设计

电源电压在3.6V及以上时的完整电路如图6.18所示。

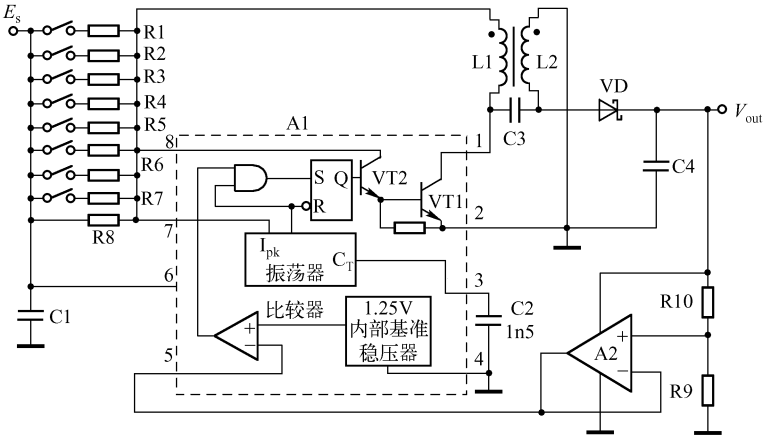


图 6.18　电源电压在 3.6V 级以上时的完整电路

电路的功率变换器由 MC34063 及其外围元件构成。

1. 输入电流的限制

为什么要对输入电流进行限制？从最大输出功率的角度考虑，在应用高输出电阻的电源时，不同的电源电压在最大输出功率状态下，电源输出电流是不同的。在不同的 E_s 电压时，E_s 的最大输出功率对应的输出电流如表 6.5 所示。

表 6.5　不同的 E_S 电压时，E_S 的最大输出功率对应的输出电流

E_s	$I=(E_s-E_c)/(R_s-R_c)$	E_s 的最大输出功率对应的输出电流
10V	63.9mA	50mA
12V	83.9mA	60mA
14V	103.9mA	70mA
16V	124mA	80mA
18V	143.9mA	90mA
20V	164mA	100mA

如果输出电流不是最大输出功率对应的电流值，电源就不会输出最大输出功率，因此在电源变化过程中要不断地调节电源的输出电流值，可以采用改变 MC34063 的限流电阻来实现。为了使电路设计简单，可以采用手动开关的形式来切换电阻，分别在 12V、14V、16V、18V、20V 切换电阻。

在图 6.18 所示的电路中，R1～R8 为限流电阻，因为在不同电源时，最大输出功率输出的电流是不同的。其中，R1、R2、R3、R4、R5 分别在 12V、14V、16V、18V、20V 时闭合，R6、R7 备用，R8 为 10V 及 10V 以下时的电流限制电阻。

2. 元件的选择

MC34063 选择 DIP8，原因是 DIP8 封装形式在制作电路板时比较方便。

电解电容器选择额定电压 35V/470μF 的高频低阻铝电解电容器，全部选择 35V/470μF 的原因是可以用尽可能少品种的电子元件完成设计。

定时电容器选择 COG 介质的陶瓷贴片电容器。

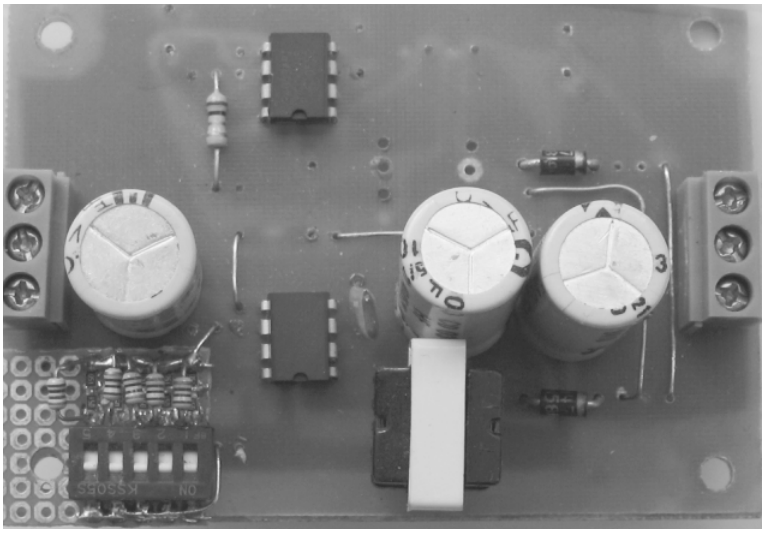
电阻可以选择尺寸为 1206 的贴片电阻，如果电路板设计中需要电阻的两个端子距离比较远，则可以采用 1/8W 引线式电阻。

3. 电路及自制元件的制作

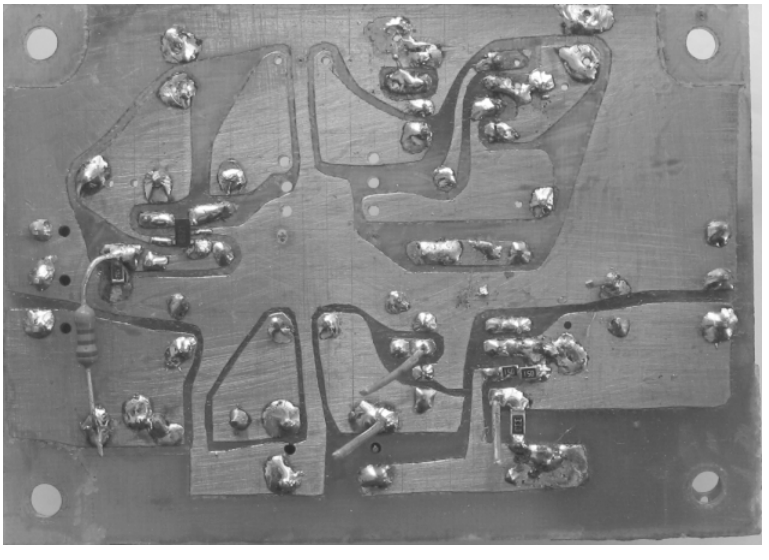
关键元件的选择与制作。电路中的关键元件主要是电感元件，在由 MC34063 构成的 SEPIC 电路中，本试题的实现方案将典型电路中的两个电感集成在同一磁芯中，并且密紧耦合。磁芯选择最便宜的 EI16 型磁芯，用 0.25mm 的漆包线双线并绕 80 匝，分别作为两个电感的绕组，在磁芯的边柱上垫 0.05mm 的胶带，使其产生 0.05mm 的磁路气隙。电感量为 300μH，电流为 0.2A。

4. 电路板图

MC34063 构成的 2.6～20V 的功率变换器的电路板图如图 6.19 所示。



（a）元件面



（b）焊接面（铜箔面）

图 6.19　MC34063 构成的 2.6～20V 的功率变换器的电路板图

6.8 电源电压在3.6V以下时的电路设计

1. 电路的选定

实现本试题要求的功率变换器可以借鉴图6.17（a）。由于输出电压至少要达到3.8V，因此输出电压设置成“5V”输出。$\overline{\text{SHDN}}$信号在本试题中没有用，因此设置成高电位。为了获得稳定的电压，引脚1、2接开关电源输出正端，而不是接电源输入端。这样的好处是可以避免在输入电压过低时，$\overline{\text{SHDN}}$、3.3/5电压过低而导致错误电平。OUT端通过一个电阻和一个顺向连接的二极管接输出，以获得3.8V输出电压。实际上本试题也可以将OUT端直接接输出端，但是将输出电压设置成3.8V还是比较合理的，可以避免在空载时输出电压过高的问题。本试题的实际电路中由MAX756构成的升压型变换器如图6.20所示。

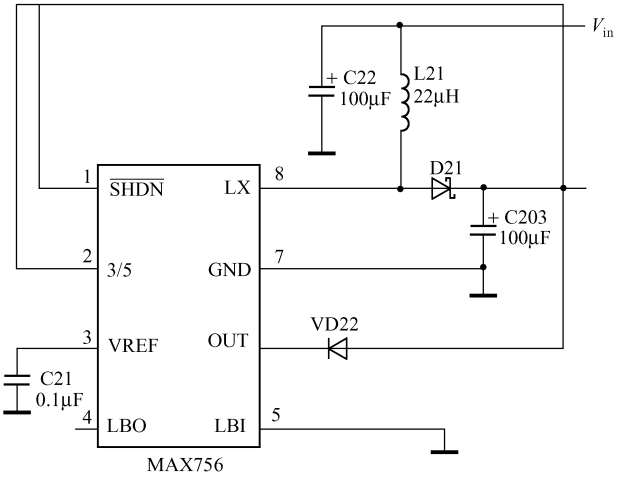


图6.20　由MAX756构成的升压型变换器

2. 元器件的选择

由于MAX756开关频率很高，如果选用DIP8封装，可能电路板设计得不如使用贴片的SO8封装效果好，因此MAX756选择SO8封装。

C22、C203选择贴片型钽电解电容器，额定电压为10V；C21选择X7R介质的陶瓷贴片电容器，电容量选择0.1～2.2μF均可。

二极管VD21选择肖特基二极管，额定电压10～30V之间的任意电压等级均可，额定电流选常见的1A；VD22选择小信号二极管1N4148。

电路中的电感参数很关键。由于MAX756电路的工作频率很高（200kHz以上），电路中的元件需要排布紧凑，升压电感选择6mm×6mm的贴片电感，电感量选择15μH，电流为1A。

3. 电路板图设计

电路选择完毕后，电路制作成败的关键是电路板的设计与制作。选择手工刻制PCB的

方法，可避免多功能板上连线所产生的电磁干扰，以及连线的寄生参数所导致的电路性能变差。电路板的布局参考元器件制造商所给的评估电路的电路板元件及走线布局，这样可以尽可能地降低制板失败的风险。

在本试题的 MAX756 电路板图的设计中参考了 MAX756 的评估电路，如图 6.21 所示。图 6.21 中电路的电路板图如图 6.22 所示。

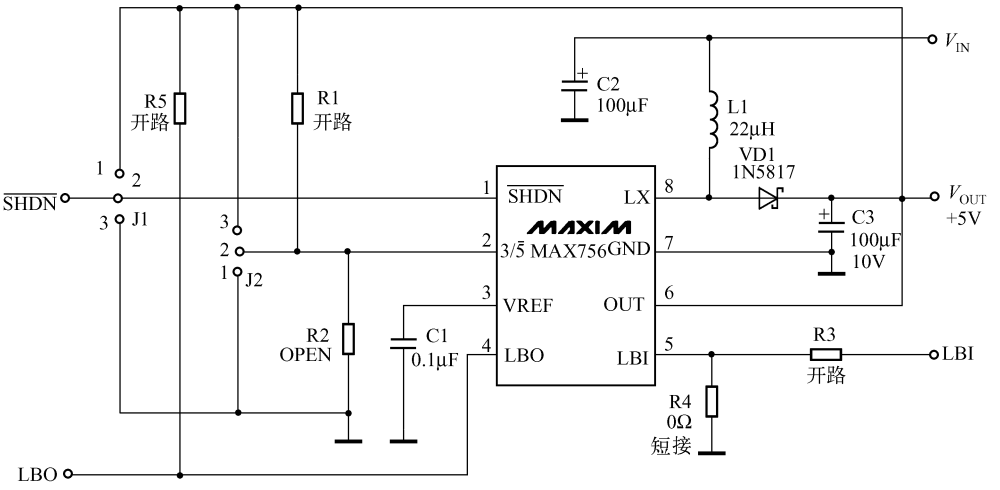


图 6.21　MAX756 的评估电路

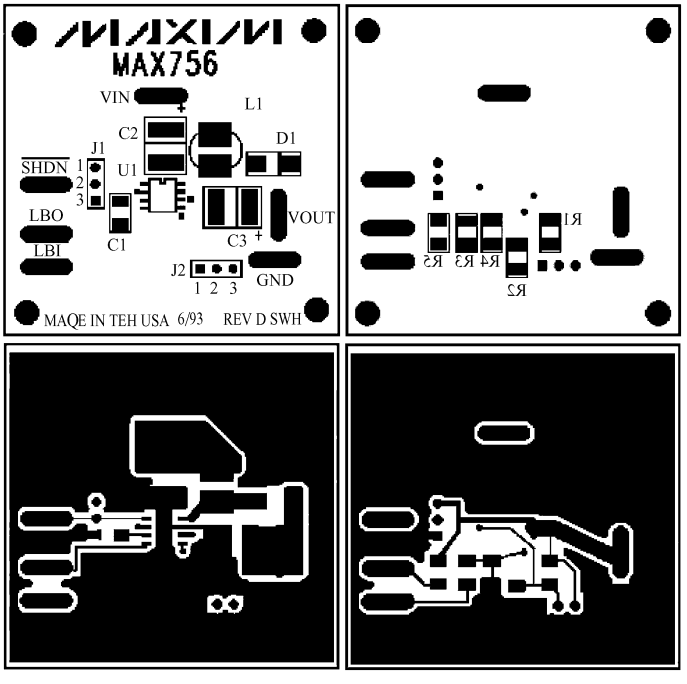


图 6.22　MAX756 的评估电路的电路板图

将评估电路中与本试题无关的电路删除，保留其有用部分。这时会看到，仅用单面电路板就可以实现本试题电路。图 6.21 中电路的电路板图如图 6.23 所示。

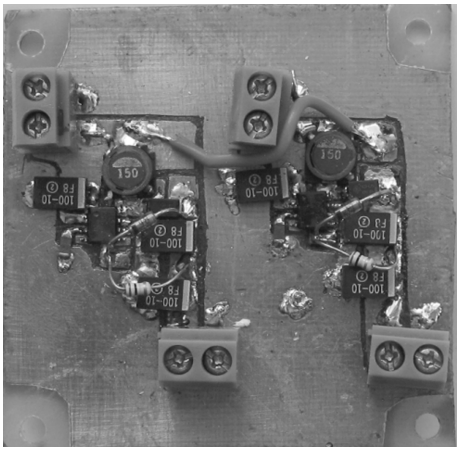


图 6.23　图 6.21 电路的电路板图

为了获得更大的输出电流，本试题采用了两路 MAX756 电路并联。在实际实现时，采用了双面电路板，每面各独立实现一路 MAX756 构成的升压电路。

6.9　调试与测试结果

1. 测试结果

E_s为 3.6～20V 电压范围时测试结果如表 6.6 所示。

表 6.6　E_s为 3.6～20V 电压范围时的相关电流

E_s	变换器输入电流 I	输出电流 I	$I=(E_s-E_c)/(R_s-R_c)$
10V	50mA	19 mA	63.9mA
12V	59mA	40mA	83.9mA
14V	68mA	65mA	103.9mA
16V	77mA	94mA	124mA
18V	86mA	128mA	143.9mA
20V	97mA	166mA	164mA

由测试得出，E_s约为 19V 以上时，电路满足试题的 $I\geqslant(E_s-E_c)/(R_s-R_c)$ 要求。对应的效率约为 63%。效率相对低的主要原因有：在低输入输出电压条件下，开关管的约 1V 的导通电压降、提升二极管的约 0.4V 的导通电压降、MC34063 的约 4mA 的工作电流；最低充电电路启动电压 0.9V；1.1～3.6V 电压范围的最大充电电流 0.5A。

2. 获得的奖项

本章的设计方案由于较好地完成了基本部分，发挥部分的性能也非常好，获得了省级特等奖。由于电流切换和变换器切换采用手动，因此还是被扣掉一些测试分。

由于参赛学生的实际能力所限，本试题仅做到这个水平，如果 3.6～20V 电源电压下的变换器选用 LTC3780 或 MAXIM 的 DC/DC 变换器芯片，则效率有可能到达 85%～90%，同时再采用自适应调节限流值，即使不采用监控电路，也可能会获得国家级的奖项。

第7章　2009年竞赛试题：光伏并网发电模拟装置（A题）【本科组】

7.1　试题

7.1.1　任务

设计并制作一个光伏并网发电模拟装置，其结构框图如图7.1所示。用直流稳压电源 U_s 和电阻 R_s 模拟光伏电池，$U_s=60\text{V}$，$R_s=30\sim36\Omega$；u_{REF} 为模拟电网电压的正弦参考信号，其峰－峰值为2V，频率 f_{REF} 为45～55Hz；T为工频隔离变压器，变比为 $n_2:n_1=2:1$、$n_3:n_1=1:10$，将 u_F 作为输出电流的反馈信号；负载电阻 $R_L=30\sim36\Omega$。

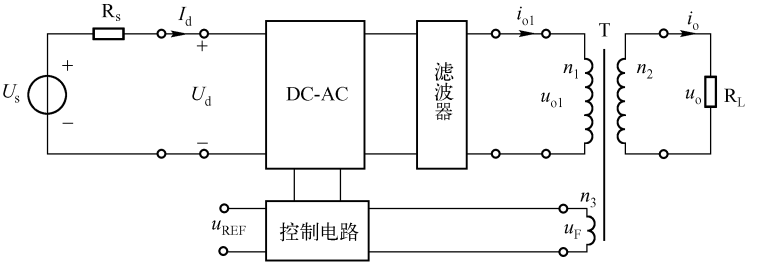


图7.1　并网发电模拟装置结构框图

7.1.2　要求

1. 基本要求

① 具有最大功率点跟踪（MPPT）功能：R_S 和 R_L 在给定范围内变化时，使 $U_d=\frac{1}{2}U_s$，相对偏差的绝对值不大于1%。

② 具有频率跟踪功能：当 f_{REF} 在给定范围内变化时，使 u_F 的频率 $f_F=f_{REF}$，相对偏差绝对值不大于1%。

③ 当 $R_s=R_L=30\Omega$ 时，DC－AC变换器的效率 $\eta\geqslant60\%$。

④ 当 $R_s=R_L=30\Omega$ 时，输出电压 u_o 的失真度THD≤5%。

⑤ 具有输入欠压保护功能，动作电压 $U_{d(th)}=$（25±0.5）V。

⑥ 具有输出过流保护功能，动作电流 $I_{o(th)}=$（1.5±0.2）A。

2. 发挥部分

① 提高 DC – AC 变换器的效率，使 $\eta \geqslant 80\%$（$R_S = R_L = 30\Omega$ 时）。

② 降低输出电压失真度，使 THD≤1%（$R_s = R_L = 30\Omega$ 时）。

③ 实现相位跟踪功能：当 f_{REF} 在给定范围内变化以及加非阻性负载时，均能保证 u_F 与 u_{REF} 同相，相位偏差的绝对值小于或等于 5°。

④ 过流、欠压故障排除后，装置能自动恢复为正常状态。

⑤ 其他。

7.1.3 说明

1. 本题中所有交流量除特别说明外均为有效值。

2. U_s 采用实验室可调直流稳压电源，不需自制。

3. 控制电路允许另加辅助电源，但应尽量减少路数和损耗。

4. DC – AC 变换器效率 $\eta = \dfrac{P_o}{P_d}$，其中 $P_o = U_{o1} \cdot I_{o1}$，$P_d = U_d \cdot I_d$。

5. 基本要求①、②和发挥部分③要求从给定或条件发生变化到电路达到稳态的时间不大于 1s。

6. 装置应能连续安全工作足够长时间，测试期间不能出现过热等故障。

7. 制作时应合理设置测试点（参考图 7.1），以方便测试。

8. 设计报告正文中应包括系统总体框图、核心电路原理图、主要流程图、主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序和完整的测试结果用附件给出。

7.1.4 评分标准

	项　目	主 要 内 容	满　分
设计报告	方案论证	比较与选择 方案描述	4
	理论分析与计算	MPPT 的控制方法与参数计算 同频、同相的控制方法与参数计算 提高效率的方法 滤波参数计算	9
	电路与程序设计	DC – AC 主回路与器件选择 控制电路或控制程序 保护电路	9
	测试方案与测试结果	测试方案及测试条件 测试结果及其完整性 测试结果分析	5
	设计报告结构及规范性	摘要 设计报告正文的结构 图标的规范性	3
	总分		30
基本要求	实际制作完成情况		50

续表

发挥部分	完成第①项	10
	完成第②项	5
	完成第③项	24
	完成第④项	5
	其他	6
	总分	50

7.2 试题分析

通过分析试题及其要求，可以得到如下结论。

首先根据试题要求，要实现最大功率跟踪，这是光伏并网发电的基本要求之一。由于光伏电池的内阻比较高，同时为了获得最大输出功率，需要根据电路课程中的最大功率原理来实现，这一点在试题中已有体现。

需要一个将直流电转换成交流电的 DC – AC 逆变器，来完成直流电到交流电的转换。这个 DC – AC 逆变器要输出正弦波交流电压，不能输出方波交流电压，因此需要正弦化脉冲宽度调制技术实现；这个 DC – AC 逆变器还要能跟踪基准信号的频率与相位，需要采用锁相环来实现。

正弦波 DC – AC 逆变器需要一个正弦信号源作为正弦波 DC – AC 逆变器的给定信号，这个正弦波信号应该能够根据 DC – AC 逆变器是否工作在最大功率跟踪状态来改变正弦信号的幅度。

正弦波信号源能跟随基准信号源的频率、相位。

实现欠压、过流保护功能，故障排除后，电路自动恢复正常功能。

为了阻止开关频率的交流分量进入负载，需要在 DC – AC 逆变器与负载之间加一个滤波器。

为了改变输出电压和电气隔离，需要在 DC – AC 逆变器与负载之间接入一个变压器。

7.3 DC – AC 逆变器的设计

DC – AC 逆变器的实现可以有很多方法。

采用线性集成功率放大器实现是最简单的方法。但是很多人不愿意承认集成功率放大器所做的工作就是将直流电转换成交流电的事实，否认集成功率放大器是 DC – AC 逆变器。如果不允许用线性电路，那么可以将线性集成功率放大器剔除。无法否认，线性集成功率放大器相对于开关型功率变化器，其效率要低得多，一般不会超过 50% 。而开关型功率变换器的效率可以轻易超过 80% 。

7.3.1 电路拓扑的选择

电路拓扑可以选择推挽式 DC – AC 逆变器，也可以是半桥式 DC – AC 逆变器，还可以是全桥 DC – AC 逆变器。

推挽式 DC – AC 逆变器不需要高边驱动，从驱动的容易性来说是最简单的，所用的开关管也是少的，因此在实现时是一种值得考虑的电路拓扑。但需要考虑的是，推挽式 DC – AC 逆变器输出完整的交流电是利用变压器实现的，这样开关频率在变压器上的损耗就不能忽略，要么变压器采用开关电源变压器的设计，要么容忍这个损耗的存在。当然，有变压器的开关损耗的存在就会降低 DC – AC 逆变器的效率。

半桥式 DC – AC 逆变器似乎可以解决利用变压器实现完整的交流电的问题，但是需要巨大电容量的隔直电容器，如果是双电源供电，还要防止泵升电压对 DC – AC 逆变器自身的损害。

最后一个是全桥式 DC – AC 逆变器。尽管需要 4 个开关管，需要高边驱动电路，但是不存在需要变压器实现完整的交流电的要求，也不存在泵升电压的问题。因此在一般的情况下，应该选择全桥式 DC – AC 逆变器电路拓扑。

7.3.2 D 类音频功率放大器是最简单的解决方案

1. DC – AC 逆变器需要的功能

众所周知，全桥正弦波 DC – AC 逆变器不仅需要全桥 DC – AC 逆变器主回路，还需要底边驱动电路，需要正弦化脉冲宽度调制（SPWM）电路与正弦基准信号源，需要误差放大器以及各种保护功能电路的实现等。这些电路全实现起来，其工作量将是很大的，很可能参赛学生 4 天 4 夜也做不完！怎样才能简化 DC – AC 逆变器的设计与制作呢？可以采用 D 类集成音频功率放大器实现！

2. D 类音频功率放大器自身具有的功能

D 类音频功率放大器是一种开关型音频功率放大器，可以实现线性音频功率放大器的功能，但是效率可以明显地提高，一般状态下的效率可达到 85% 或更高。

D 类应频功率放大器的损耗主要是开关损耗，原因是 D 类音频功率放大器要求的输出带宽要达到 20kHz，开关频率一般要达到 200kHz，而且是硬开关，其开关损耗将占总损耗的大部分。

如果将 D 类音频功率放大器用于 50Hz 正弦交流电，其开关频率有 3kHz 左右就可以了，即使是为了减小输出滤波电路的体积，选择开关频率为 10kHz，其开关损耗也会减小到 200kHz 时的 1/10，效率会提高到 90% 。

作为 D 类音频功率放大器，其中的误差放大器若采用简单的放大电路，就会因为高 dv/dt 而不能正常工作，需要采用高共模抑制比的误差放大器。在 D 类音频功率放大器中，这种高共模抑制比的误差放大器是置于芯片之内的，无需再去设计、制作，这样可以简化设计。

7.3.3 D 类音频功率放大器芯片的选择

到 21 世纪，D 类音频功率放大器已经非常成熟，进入了实用化阶段，信号与功能多种多样，在众多的信号中选择合适的信号就成为完成本试题的关键。

首先，要看输出功率。从试题中看到，本试题要求 DC－AC 逆变器输出 30W 的功率，因此所选择的 D 类音频功率放大器也要达到 30W 的输出功率，低于这个功率的最好不要选用（尽管可以采用功率合成的办法获得到更大的输出功率）。

第二，再看电源电压。在正常状态下的电源电压为 30V，低于这个电压的 D 类音频功率放大器将不被使用（尽管可以采用降压型变换器降低电源电压，但是这样会使电路复杂，增加工作量）。

综合上述条件，推荐美国国家半导体的 LM4651/2，D 类音频功率放大器芯片组，其最大输出功率可达 170W，电源电压为 44V 或 ±22V，可以满足本试题的要求。

7.3.4 开关频率的设置

1. 开关频率的设置

考虑开关损耗，开关频率最好设置得比较低一点，这样可以减小开关损耗。在 LM4651/2 芯片组中，开关频率的设置可以通过改变定时电阻实现。

$$f_{SW} = \frac{10^9}{4000 + R_{SOC}} \tag{7.1}$$

LM4651/2 芯片组最低开关频率为 50kHz，对应的定时电阻的阻值为

$$R_{SOC} = \frac{10^9}{f_{SW}} - 4000 = \frac{10^9}{50 \times 10^3} - 4000 = 16\ (\text{k}\Omega) \tag{7.2}$$

15.5kΩ 是数据表推荐的上限值。

2. 死区时间的设置

死区时间可通过选择不同电阻值设置。死区设置电阻与死区时间的关系为

$$T_{DLY} = 1.7 \times 10^{-12} \times (500 + R_{DLY}) \tag{7.3}$$

当 R_{DLY} 选择 5.1kΩ 时，对应的死区时间为

$$T_{DLY} = 1.7 \times 10^{-12} \times (500 + 5100) = 9.52\ (\text{ns}) \tag{7.4}$$

如果觉得这个死区时间太短，可以将死区时间延长到 30ns，对应的电阻为 18kΩ。

7.3.5 电路设计

采用 LM4651/1 芯片组构成的 D 类音频功率放大器电路如图 7.2 所示，电路板图如图 7.3 至图 7.6 所示。

图 7.2 中电路的元器件明细如表 7.1 所示。

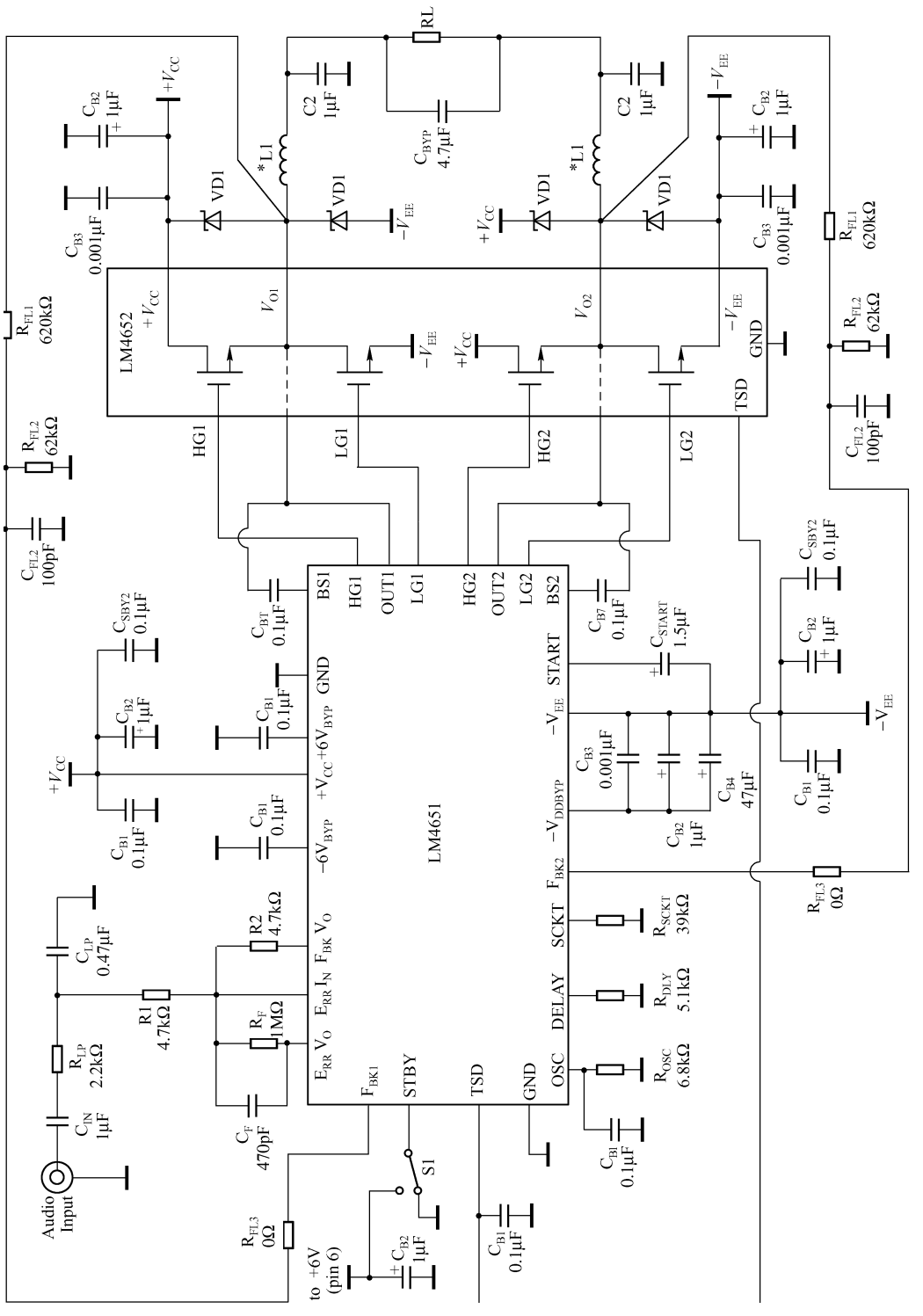


图7·2　应用LM4651/1芯片组成的D类音频功率放大器电路

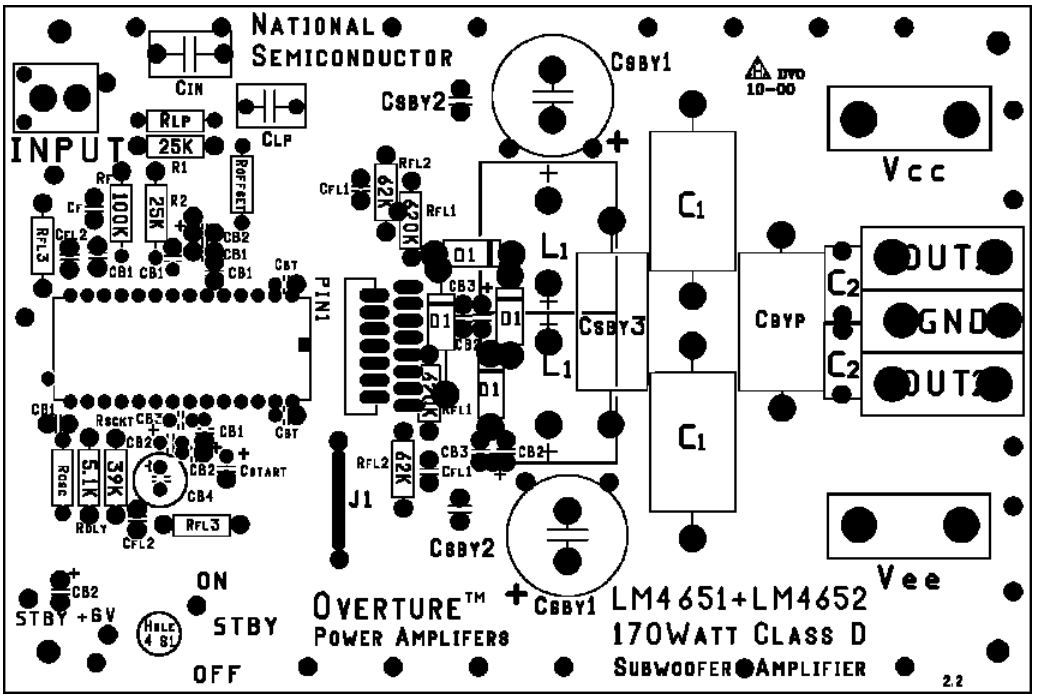


图 7.3　采用 LM4651/1 芯片组构成的 D 类音频功率放大器电路板的丝印层与焊点

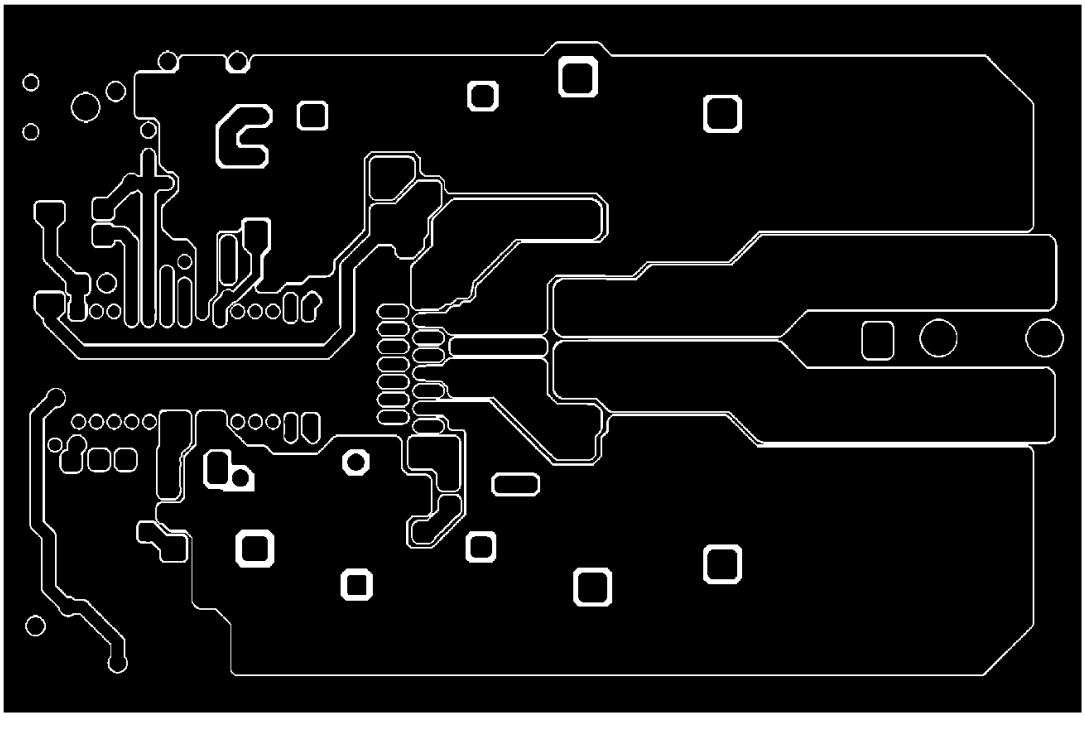


图 7.4　采用 LM4651/1 芯片组构成的 D 类音频功率放大器电路板的顶层

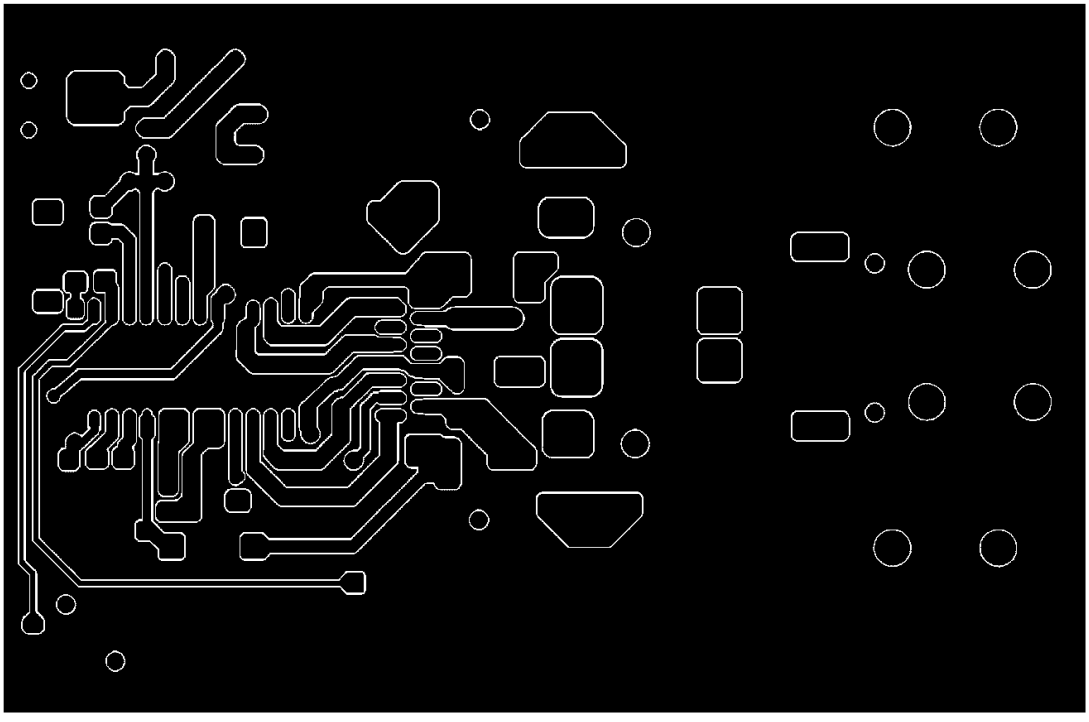


图 7.5　采用 LM4651/1 芯片组构成的 D 类音频功率放大器电路板的底层

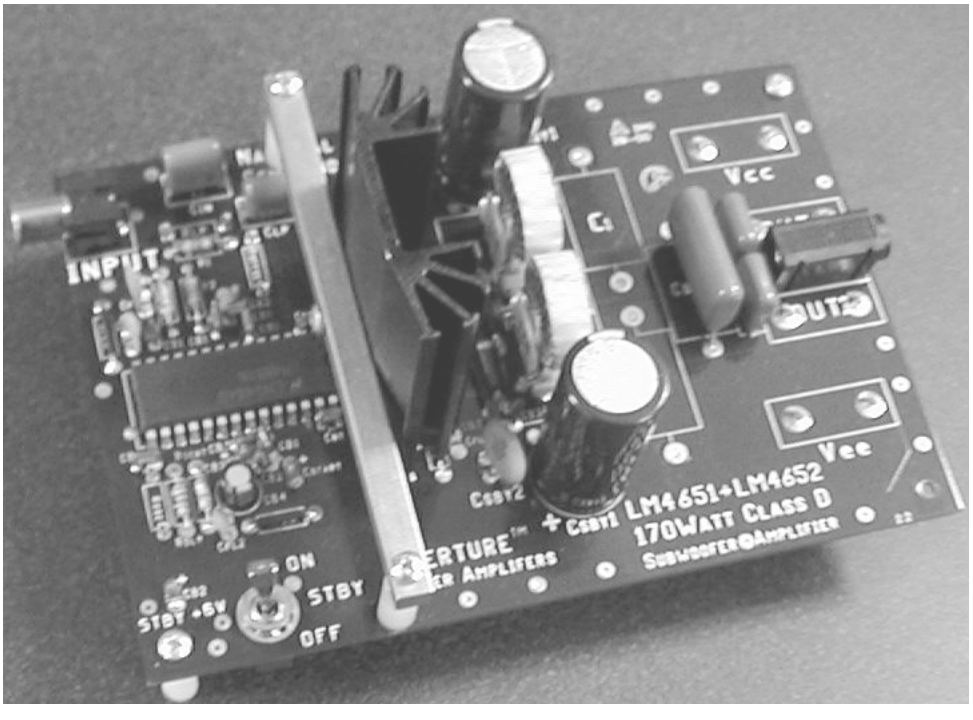


图 7.6　采用 LM4651/1 芯片组构成的 D 类音频功率放大器评估板实物照片

表 7.1　图 7.2 中电路的元器件明细

符　号	量　值	容　差	类　型	电压	数量	制造商及联系方式	型　号
RFL1	620kΩ	1%	1/8 – 1/4Wt		2		
RFL2	62kΩ	1%	1/8 – 1/4W		2		
RFL3	0	1%	1/8 – 1/4W		2	短接线	
RF	1MΩ	1%	1/8 – 1/4W		1		
R1	4.7kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1		
R2	4.7kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1		
RLP	2.2kΩ	1%	1/8 – 1/4W		1		
ROFFSET	0	1%	1/8 – 1/4W		0	没使用	
RDLY	5.1kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1		
RSCKT	39kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1		
ROSC	16kΩ	10%	1/8 – 1/4W		1	或 15k	
CIN	1μF	10%	金属化聚酯电容器	100V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	EF1105 – ND
CLP	0.47μF	10%	金属化聚酯电容器	25V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	EF1474 – ND
CF	470pF	5%	陶瓷圆片电容器	25V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	1321PH – ND
CFL1	0	0 5%	陶瓷圆片电容器	25V	0	没使用	1319PH – ND
CFL2	100pF	5%	陶瓷圆片电容器	25V	2	Digi – Key（800）344 – 4539	1313PH – ND
CBT	0.1μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	2	Digi – Key（800）344 – 4539	P4924 – ND
CB1	0.1μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	6	Digi – Key（800）344 – 4539	P4924 – ND
CB2	1μF	10%	同侧引线钽电解电容器	35V	6	Digi – Key（800）344 – 4539	P2059 – ND
CB3	0.001μF	10% ~20%	陶瓷贴片电容器	100V	3	Digi – Key（800）344 – 4539	P4898 – ND
CB4	47μF	10% ~20%	同侧引线铝电解电容器	16V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	P914 – ND
CStart	1.5μF	10%	钽同侧引线电解电容器	25V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	P2044 – ND
C1	0	10%	金属化聚酯电容器	25V	0	没使用	
C2	1μF	10%	金属化聚酯电容器	25V	2	Digi – Key（800）344 – 4539	EF1105 – ND
CBYP	4.7μF	10% ~20%	金属化聚酯电容器	50V	1	Digi – Key（800）344 – 4539	EF1475 – ND
CSBY1	4700μF	20%	同侧引线铝电解电容器	25V	2	Digi – Key（800）344 – 4539	P5637A – ND
CSBY2	0.1μF	20%	陶瓷电容器	25V	2	Digi – Key（800）344 – 4539	Disc P4201 – ND
CSBY3	0	10% ~20%	金属化聚酯电容器	50V	0	没使用	
L1	75μH	15%	高电流	5.5A	2	J. W. Miller（310）515 – 1720	6702
L1	150μH	10%	铁氧体磁芯框架	5.0A	2	CoilCraft（847）639 – 6400 http：//www.coilcraft.com	PVC – 2 – 473 –
L1	150μH	10%	铁氧体磁芯	5.6	2	J. W. Miller（310）515 – 1720	5504
S1	待机开关				1	Mouser（800）346 – 6873	1055 – TA2130
香蕉插座	香蕉插座				5	Mouser（800）346 – 6873	164 – 6218
散热器	Wakefield 603K，2"high ×2" wide，~ 7°C/W				1	Newark（800）463 – 9275	58F537（603K）
D1	1A，50V 肖特基二极管（40A surge current，8.3ms）				4	Digi – Key（800）344 – 4539	SR105CT – ND

合理的选择输出滤波电感的规格、几何结构，可以有效地减小由于输出滤波电感产生的磁场干扰。应选择能够将电感绕组“完全包围”的磁芯，如罐形磁芯，以阻止电感绕组产

生的磁力线散发到磁路以外的空间。可以选择直径 16mm 的罐形磁芯，为尽可能地减小磁力线的散发，磁芯的气隙应开在芯柱上，可以在购买磁芯时选择带有气隙的磁芯。

表 7.1 中的各元件可以选择国产元件，也可以选择与表中所给的元件不同尺寸的元件，但需要修改电路板图。

自制的由 LM4651/2 构成的 D 类音频功率放大器电路板如图 7.7、图 7.8 所示。

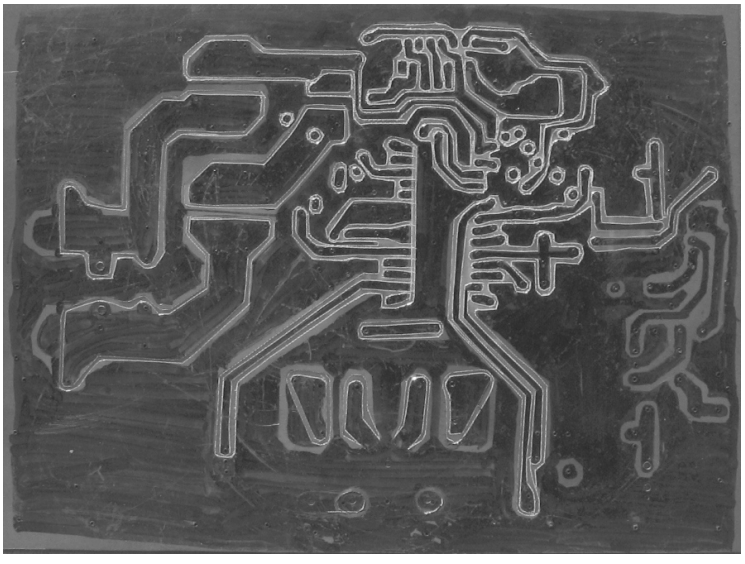


图 7.7　由 LM4651/2 构成的 D 类音频功率放大器的顶层电路板图

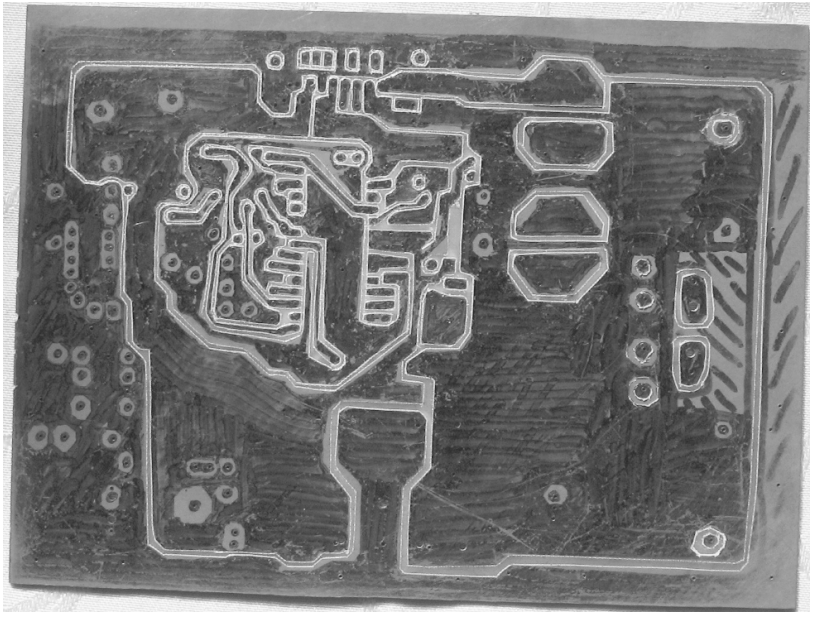


图 7.8　由 LM4651/2 构成的 D 类音频功率放大器的底层电路板图

7.4 正弦信号源的设计

最简单的正弦信号源设计方案是采用 ICL8038。ICL8038 不仅可以作为正弦波、三角波、方波的信号源，而且还可以实现锁相环，是本试题最好信号源。

7.4.1 正弦信号源应具有的功能

1. 正弦信号源应具有的功能

本试题的正弦波信号源需要具备以下功能。

（1）能够产生失真度低的正弦波信号。

（2）这个正弦波信号能够由反馈电压调节正弦波输出电压幅度。

（3）应能构成锁相环，使得这个信号源可以与外信号同步。

（1）为一般的正弦波信号源的基本要求。（2）、（3）则受控于正弦波信号源的性能要求。

对于一般的正弦波信号源，从理论上讲实现并不难，但是实际实现起来却是比较困难的，因为文氏电桥尽管在理论上是可行的，但是在实际上并不容易实现。因为文氏电桥的增益条件太苛刻，必须等于 3，大了就会变成多谐振荡器，仅能得到失真度大的振荡信号；小了不起振。其他类型的正弦波振荡器均存在这类问题，这就是在模拟正弦波振荡器时期 ICL8038 大受欢迎的根本原因。

2. 受控正弦信号源实现的困难性

接着再看第（2）项、第（3）项要求。

第（2）项的锁相环问题是一般正弦波信号源所不能实现的，或者实现起来非常复杂。

再看第（3）项，一般的正弦波信号源的输出幅度是通过输出幅度调节电位器实现的，这是一个手动器件，在调解过程中需要手动，很难实现自动调节。

如要用硬件对输出幅度进行调节，根据试题要求，要根据光伏电池内阻和负载的不同保持 DC – AC 逆变器的输入直流电压为 30V。实现这个条件需要调节 DC – AC 逆变器的输出电压幅度，改变负载电流，通过控制交流输出电压来保持直流母线电压稳定。需要通过检测直流母线电压来控制 DC – AC 逆变器的输出电压，这是一个用直流电控制交流电的过程。用直流信号控制交流输出需要用模拟乘法器实现，而模拟乘法器相对较难买到，实现起来不现实。

如果正弦波信号源的输出电压幅度与正弦波信号源的电源电压幅度存在相对固定的关系，则可以通过对正弦波信号源的电源电压进行控制。由于正弦波信号源的电源电压是直流电，很容易实现利用直流信号对正弦波信号源输出电压幅度的调节。

3. ICL8038 函数发生器是最简单的选择

通过以上的叙述，可以说 ICL8038 是最简单的解决方案之一。接下来看 ICL8038 为什么是最简单的选择。

第一，ICL8038 是一款失真度很低的正弦波函数发生器，很容易实现失真度正弦波信号，而且外围电路非常简单，电路的简单性由图 7.9 可见一斑。

第二，ICL8038 具有电压控制频率的功能，可以比较简单地实现锁相环电路，如图 7.11 所示。

第三，ICL8038 的输出电压幅度与电源电压存在相对固定的关系，只要设法改变 ICL8038 的电源电压就可以方便地改变输出电压幅度，实现用直流电调节正弦交流电信号的幅度。

7.4.2 用 ICL8038 函数发生器实现正弦波信号源的设计

选择了合适的正弦波函数发生器和 IC，接下来的事情就是设计出符合试题要求的电路。由 ICL8038 构成的正弦波函数发生器如图 7.9 所示。

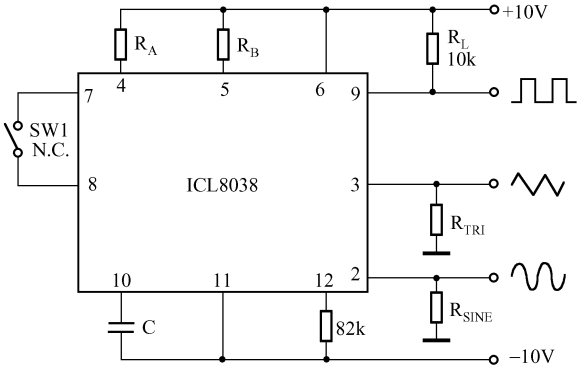


图 7.9 由 ICL8038 构成的正弦波函数发生器

从图 7.9 中可以看到，由 ICL8038 构成的正弦波函数发生电路非常简单，甚至图中的 R_{TRI}、R_{SINE}、RL、开关 SW1 均可以不用，于是 ICL8038 的外围元件仅为 R_A、R_B、82kΩ 这三个电阻和一个定时电容 C。

ICL8038 的输出频率由恒流源电阻 R_A、R_B和定时电容 C 决定，关系为

$$f=\frac{1}{\frac{R_A\cdot C}{0.66}\left(1+\frac{R_B}{2R_A-R_B}\right)} \tag{7.5}$$

如果 $R_A=R_B$，则输出频率与定时电容、电阻的关系为

$$f=\frac{0.33}{RC} \tag{7.6}$$

接下来的问题是，定时电阻 R_A、R_B的电阻值选择。R_A、R_B流过的电流需要在 1μA ~ 5mA 之间，电阻值太小了会导致恒流源中的晶体管饱和，电阻值太大了会导致恒流源晶体管不工作。这个电流与电源电压及 R_A、R_B的关系为

$$I=\frac{0.22\ (V_+-V_-)}{R_A} \tag{7.7}$$

$$R_A=\frac{0.22\ (V_+-V_-)}{I} \tag{7.8}$$

对于 45 ~ 55Hz 的频率范围，定时电阻需要选择大电阻值，式（7.7）的电流可以选择 10μA，根据式（7.8），在正、负电源电压差为 20 ~ 28V 的范围内。在最低电源电压时，定

时电阻 R_A 可以为 414kΩ，从电路的可靠性角度考虑，实际选择 330kΩ。

定时电阻和 82kΩ 电阻最好选择金属膜电阻，这是一种常见并且容易买到的电阻。

定时电容器的选择。由式（7.6）可以得到电容值为 0.02μF，考虑到定时电容器稳定性的问题，选择聚苯乙烯或聚碳酸酯介质电容器。如果找不到这样的电容器，也可以选择复合膜电容器。由于有锁相环，甚至可以选用容易得到的聚酯电容器。但是，不能选用可用级陶瓷电容器，如 X7R、V5Z、Y5U 的陶瓷介质。

7.4.3 频率调节与锁相环的解决方案

频率调节是要求正弦波信号源输出的正弦波信号最终与给定的基准信号的频率、相位一致。根据这个要求，正弦波信号源应具有锁相环功能。

ICL8038 具备实现锁相环的功能，由 ICL8038 构成的锁相环电路如图 7.10 所示。

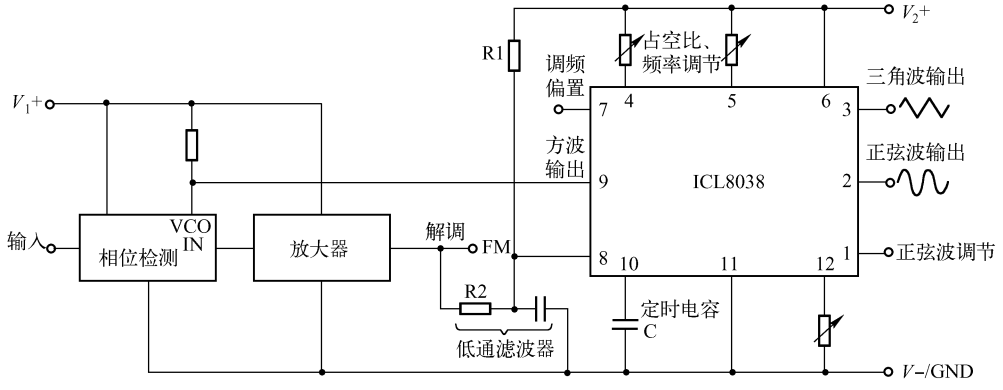


图 7.10　由 ICL8038 构成的锁相环电路

接下来再看看锁相环的原理框图，如图 7.11 所示。

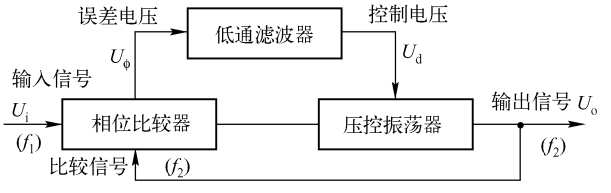


图 7.11　锁相环的原理框图

图 7.10 与图 7.11 相比，图 7.11 中的压控振荡器与图 7.10 中的 ICL8038 需要的功能相似。如果用 ICL8038 构成压控振荡器，则构成锁相环仅需要在 ICL8038 的基础上加入相位比较器（鉴相器）和低通滤波器。

接下来的需要做的就是寻求简单实用的相位检测电路或相位比较器（鉴相器）。最好直接采用专用集成电路。CD4046 正好是锁相环电路，原理框图如图 7.12 所示。

将图 7.10 中的相位检测电路用图 7.12 中 CD4046 的相位比较器替代，就可以基本上实现用 CD4046 和 ICL8038 组合成锁相环电路，如图 7.13 所示。

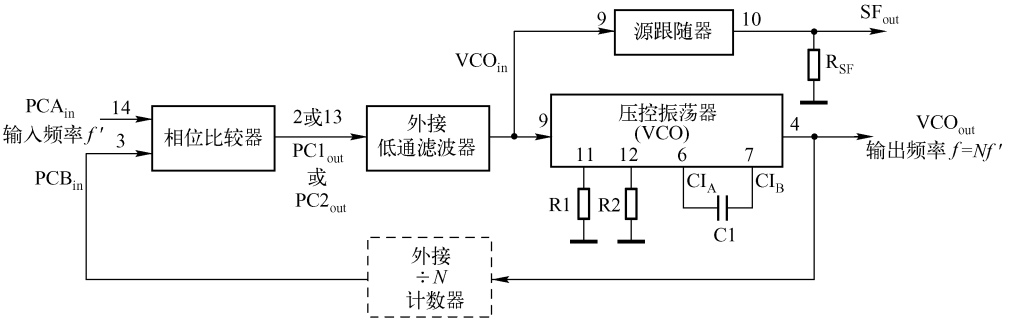


图 7.12　CD4046 原理框图

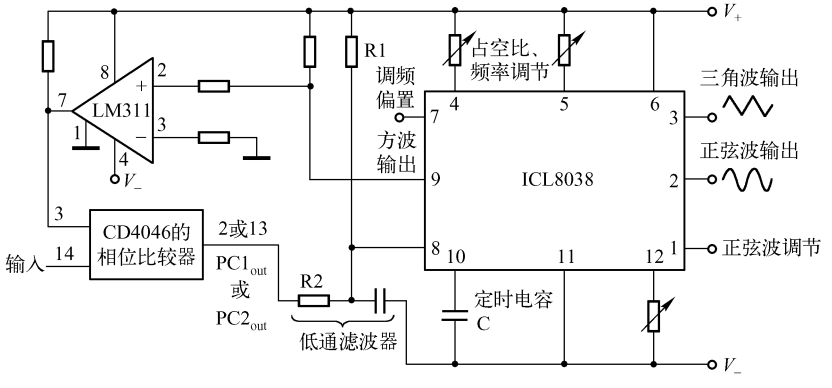


图 7.13　用 CD4046 和 ICL8038 组合而成的锁相环电路

ICL8038 电源为正负对称电源，而 CD4046 仅需要单电源，因此 ICL8038 的方波输出与 CD4046 之间需要将双极性信号转换为单极性信号，LM311 就是为了实现这个作用而设置的。LM311 的输出晶体管的发射极可以接在负电源端，也可以接在 GND，这就为双极性转换为单极性创造了条件。

7.4.4　正弦波信号源输出电压幅度控制的解决方案与最大功率跟踪的实现

正弦波信号源输出电压幅度控制采用对 ICL8038 电源电压进行调节的方法，从而调节 ICL8038 的输出电压幅度。这样就需要一个正负对称输出可控电源，其基本思路为：DC－AC 逆变器的直流母线电压低于 30V，调节正弦波信号源输出幅度降低；DC－AC 逆变器的直流母线电压高于 30V，调节正弦波信号源输出幅度升高。随着正弦波信号源的输出幅度的升高与降低，对应的 DC－AC 逆变器的输出电压幅度也随之升高与降低，送到负载的功率也随之升高与降低。反过来送到负载的功率的升高与降低会在电源的内阻 R_S 上产生的电压降的升高与降低，使 DC－AC 逆变器的直流母线电压降低或升高，从而达到最大输出功率跟踪的目的。

由于本试题解决方案中 ICL8038 选用正负对称电源，因此 ICL 的电源电压需要正、负电源同时得到调节，而其所获得的电压幅度相等。可以选用可调输出电压的集成稳压器 LM317（正电源输出）、LM337（负电源输出）得到。

LM317、LM337 的输出电压控制采用由集成运算放大器构成的误差放大器与反相器驱动，以获得 LM317、LM337 需要的正、负对称的“给定电压”。电路如图 7.14 所示。

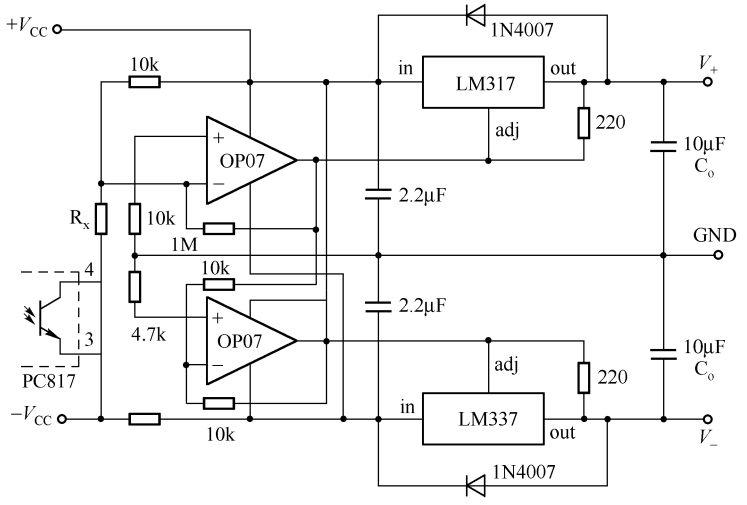


图 7.14　由 LM317、LM337 构成的可控对称电源

图 7.15 中，第一个 OP07 为误差放大器；光电耦合器 PC817 起到电气隔离和信号耦合的作用。图 7.15 电路的工作原理为：当直流母线电压高于 30V 时，直流母线电压的检测可选用开关电源中输出电压反馈电路，如图 7.15 所示。

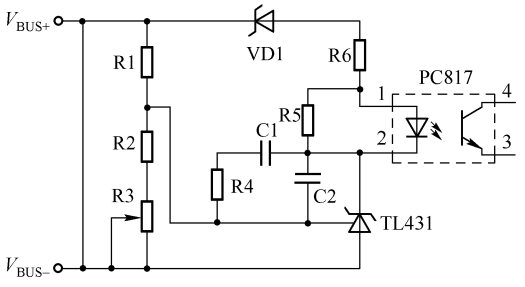


图 7.15　直流母线电压检测

其原理为：电阻 R1、R2、R3 构成直流母线电压检测电路。在正常工作状态下，R1 与 R2 的分压点电压为 2.5V，对应直流母线电压为 30V。考虑电阻的精度和标称值，需要采用一个电阻值比较小的可调电阻来实现上述的条件。

误差放大器选用 TL431，这是一个带有 2.5V 内置电压基准的反相放大器。其工作原理为：当直流母线电压高于 30V，对应的 R1 与 R2 分压点的电压随之高于 2.5V，TL431 阴极电压降低，使光电耦合器 PC617 中的 LED 发光增强，输出晶体管导通加深，迫使 DC－AC 逆变器输出电压幅度升高，负载加重，光伏电池内阻的电压降增加，使直流母线的电压降低；同样，如果直流母线电压低于 30V，会有一个与上述调节相反的过程，最终使直流母线电压保持在 30V 的最大功率输出点。

7.5 直流母线欠压保护的实现

欠电压、过电流保护发生后应使 DC – AC 逆变器关机或待机，恰好 LM4651 有待机控制端。只要将 LM4651 的待机控制端置于 6V 的高电位就可以可靠地关机。待故障解除后，延迟一段时间再重新开机。

欠电压保护检测电路可以用迟滞比较器实现，保护阈值电压设置为 25V，解除保护阈值电压可以设置为 28V，如图 7.16 所示。

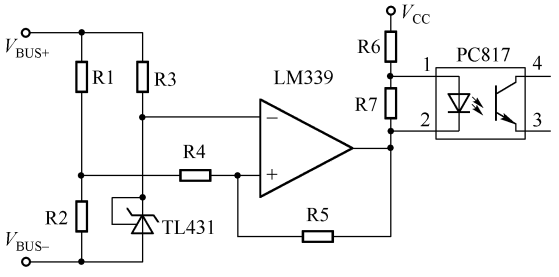


图 7.16　欠电压保护检测电路

图中光电耦合器输出级的晶体管集电极接 LM4651 的 +6V，发射极接 LM4651 的 BY-PASS 引脚。

图中的比较器可以选用 LM339，LM339 的电源电压可以选择 15V。

7.6 输出过电流保护的实现

7.6.1 在直流母线正端检测电流

输出过电流保护可以在输出端检测，由于直流母线电流平均值与输出电流有效值存在固定的关系，因此也可以通过检测直流母线电流来获取输出过电流的信息。

考虑到电源的应用效率，过电流检测应采用低电压降的电流检测电路。需要注意的是，低电压的电压基准很难找到，通常选用晶体管的发射结正向电压作为电压基准，用晶体管作为误差放大器。即使这样做，电流检测电路的电压降也会达到 0.6 ~ 0.7V。这是不希望看到的，这里介绍两种低电压降的电流检测电路。

通常的电流检测是在直流母线的负端，这样就破坏了直流母线负端作为参考端的应用条件。如果需要保持直流母线负端的参考电位，直流母线正端电流检测电路如图 7.17 所示。

图 7.17 中，R6 为电流检测电组，这个电路的正常工作状态为 VT3、VT4 均工作在放大状态。这时 VT3 的基极发射极电压与 VT4 基极发射极电压相同，于是有

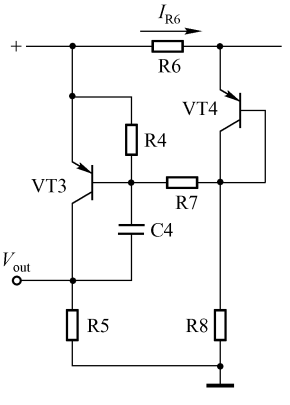


图 7.17　直流母线正端电流检测电路

$$V_{R4} = V_{R7}$$

接下来就是确定 V_{R7}的电压值。如果忽略 VT3 的基极电流，则流过电阻 R7 的电流等于流过电阻 R4 的电流，由于电阻 R4 上的电压等于 VT3 的基极发射极电压，这个电压约为 0.65V，则电阻 R4 的电流为

$$I_{R4} = \frac{0.65\ (\mathrm{V})}{R_4}$$

于是电阻 R7 的电压为

$$V_{R7} = \frac{0.65\ (\mathrm{V})}{R_4} \cdot R_7 = V_{R6}$$

如果 V_{R6}取值为 100mV，则 R7 与 R4 电阻之比为 1∶6.5。电阻 R6 的取值为

$$R_6 = \frac{0.1\ (\mathrm{V})}{I_{Olim}}$$

图 7.18 电路的输出电压与直流母线电流成正比关系，也就是过电流是高电位。通过调节电路参数就可以得到需要的工作状态。

7.6.2 在直流母线负端检测电流

如果不需要直流母线负端作为参考电位，则电路可以如图 7.18 所示。

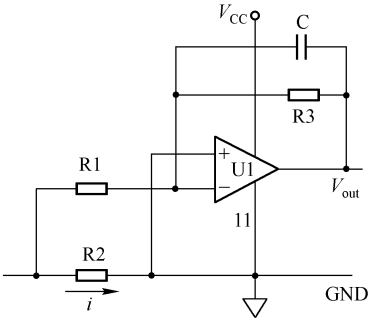


图 7.18　电流检测电阻在电源负端的电流检测与放大

输出恒流控制的基本思路是：电流误差放大器 U1 的同相输入端接运算放大器的 GND 端，以“零电压”作为同相端电压，而反向端的电压则通过输出回路返回输出到整流电路负端。这个电压与输出电压负端的电压关系是

$$V_{IFB} = -I_O \cdot R_2$$

这个电压通过电阻 R1 被施加到电流误差放大器的反相输入端。这样电流误差放大器实际上就形成了反相比例放大器，其闭环增益为

$$A = -\frac{R_3}{R_1}$$

由于输入电压是负极性，因此对电流误差放大器来说，整个电路是一个同相放大器。也就是说，这个电流误差放大器的输出随输出电流的增加而上升。

在这里需要注意的是，电流检测的 U1 的反相输入端通过 R1 接一个负电源，由于同相输入端接 GND，因此反相输入端的电位也是 GND，与运算放大器的电源负端等电位。这时为了使运算放大器能够正常工作，运算放大器的选择务必要选择规格书中特别注明是单电源

工作的运算放大器才行，不能选择通用的运算放大器。

由于电流误差放大器输出需要达到3V才能够起到稳流作用，电流稳定点的电压应该是

$$I_{\text{outlim}} = \frac{3(\text{V}) \cdot \dfrac{R_3}{R_1}}{R_2}$$

变压器的变比为1:2，1.5A的输出电流有效值反射到变压器一次侧对应的电流为3A，交流电流有效值与对应的直流电流平均值之间的关系大约为1.1倍，1.5A的输出电流有效值反射到直流母线电流平均值约为2.7A。

在本试题中R2的电阻值对应的电压降应低于100mV，输出限流值为1.5A（反射到直流母线电流平均值约为2.7A），对应的电阻值为37mΩ。要获得2.5V电压基准的电流检测放大后对应的电压，电流误差放大器的闭环增益需为25倍。如果R1的电阻值选1kΩ，对应的反馈电阻R29就应该选25kΩ。

过电流保护电路也可以采用迟滞比较器加“打嗝”电路实现。这样既可以使过电流得到保护，还可以在电路正常后自动启动电路。

“打嗝”电路有多种多样，在这里可以选择能够方便实现的可靠的单稳态电路。

采用什么样的单稳态电路呢？前面电流检测电路已经用了四运放LM324中的一个，那么单稳态电路也要用LM324中的其他运放才是最经济的。

7.7 输出滤波器的设计

输出滤波器是将SPWM脉冲串变换成正弦波电压的网络，是一种低通滤波器。由于电力电子电路是能量转换电路，要求具有尽可能高的效率，因此低通滤波器不能采用信息电子技术中的RC低通滤波器，而只能采用LC低通滤波器。低通滤波器的设计首先要确定滤波电容器的电容量，再根据所需要滤除的交流参数确定低通滤波器的谐振频率，最后确定滤波电感的参数。

7.7.1 滤波电容器的选择

通常DC－AC逆变器的交流输出滤波电容器的电容量可以根据DC－AC逆变器输出的基波电流选择，在开关频率为输出频率的30倍以下时，一般选择流过滤波电容器的电流为额定电流的20%以下。如果开关频率高，滤波电容器的电容量可以设置成输出额定电流的10%。

本试题的输出最大功率为30W，输出有效值电压为30V，电阻负载时的输出有效值电流为1A。

本试题选用的开关频率为50kHz，流过滤波电容器的基波电流有效值可以选择额定输出电流的10%，即0.1A。

在30V电压作用下的0.1A电流对应的电容器容抗为300Ω，对应50Hz时的电容量为10.6μF，选10μF。电容器的额定电压选择100V DC即可。电容器的介质可以选择聚酯，也可以选择聚丙烯，甚至可以选择陶瓷贴片电容器，采用100V/2.2μF陶瓷贴片电容器（封装为1210）4只并联。

由于滤波电容器前有一个滤波电感，所以流入滤波电容器的开关频率及谐波电流是很小的，因此输出滤波电容器仅需要比较小的额定电流就可以了。

7.7.2 滤波电感的选择与制作

选好了滤波电容器，接下来选择滤波电感。为了减小滤波电感的体积，这里的 LC 低通滤波器谐振频率可以选择开关频率的 1/10，即 5kHz。对应的电感值为

$$L=\frac{1}{(2\pi f_{\mathrm{R}})^2\cdot C}=\frac{1}{(2\pi\times5000)^2\times10\times10^{-6}}=101.4\ (\mu\mathrm{H})\approx100\ (\mu\mathrm{H})$$

电感的额定电流为 1.8A（为过电流保护值的峰值）。

7.8 变压器的设计

变压器为工频隔离变压器，根据试题要求，变压器的变比为 $n_2:n_1=2:1$、$n_3:n_1=1:10$。其中 n_1 为一次侧绕组，n_2 为二次侧绕组（输出绕组），n_3 为反馈绕组。

根据题意，变压器输出为 30V 有效值，变压器容量可以定为 30V·A（纯阻性负载）。在这里为了使变压器能够保持比较高的效率，可以按 50～60VA 容量设计。

可以选择国标 EI22×44mm（叠厚）的冷轧硅钢片，以每伏 6.5 匝的圈数，一次侧绕组绕 100 匝，线径 0.8mm 双股并绕；二次侧绕组绕 200 匝，线径 0.8mm 单股；反馈绕组 10 匝，由于没有多大电流流过，线径选 0.25～0.35mm 即可。

如果没有 EI22 国标铁芯，也可以选择相近功率规格的铁芯，如选择 DC12.5×25×50 的铁芯。以每伏 10 匝的圈数，一次侧绕组绕 150 匝，线径 0.8mm 两股各绕在两个铁芯柱上，然后并联；二次侧绕组绕 300 匝，线径 0.8mm，以两个 150 匝各绕在两个铁芯柱上，然后串联；反馈绕组 15 匝，由于没有多大电流流过，线径选 0.25～0.35mm 即可。需要注意的是，CD 型铁芯虽然损耗低，但是需要在两个铁芯柱上绕绕组，与一个框架绕制相比较麻烦。

还可以选用 R 型铁芯绕制，损耗会更低，但是绕制会更加麻烦。

为什么选择冷轧硅钢片？主要是因为冷轧硅钢片的铁损比较小。

7.9 直流母线电容器的选择

由于 DC－AC 逆变器输出的是交流电能，随时间变换。而直流母线电压是不变的，所输出的电能应该是基本不变的恒定直流电能。也就是说："直流电源"不能输出或吸纳交流电流，否则会在直流母线上产生幅度非常高的交流电压分量。产生交流电压分量的根本原因是直流电源中可以存在比较大的寄生电感，因为电感对于直流电来说相当于短路，这是电路课程中的基本概念。

然而，直流母线上的寄生电感会在交流电流下产生交流电压，而且频率越高所产生的电压越高，特别是开关管以 100～1000A/μs 的速率作用在 1μH 的电感上也会产生 100～1000V 的交流峰值电压，这个交流峰值电压最终将叠加在直流电压上，使直流电压无法应用。

为了减小 DC－AC 逆变器工作时在直流母线上的交流电压分量，最好的办法就是设法减

小直流母线的寄生电感，或者是减小直流母线上的交流阻抗，而且要求频率越高，阻抗越低。符合这一特点的元件只有电容器，也就是说，直流母线上并联的电容器就是为了减小直流母线的交流阻抗。这就是直流母线电容器（或者称为电源旁路电容器）。

直流母线电容器的作用是与直流母线的阻抗分流交流电流分量，直流母线分流得越多，流入直流母线阻抗的交流电流分量越低，在直流母线上产生的交流分量电压就越低。

对于 DC－AC 逆变器来说，直流母线电容器要吸纳的交流电流分量有三类。

其一是“短路”开关过程的快速电压/电流变化更高频率的交流电流分量。由于频率极高，这时的电容器的容抗可能已经低于电容器的等效串联电阻（ESR）。电容器的分流能力将取决于电容器的 ESR 而不是电容量，这需要电容器具有尽可能低的 ESR。

接下来再看看电容器。一个 100μF 电容量的电容器在 50Hz 条件下的容抗为 31.8Ω；如果频率为 50kHz，则电容器的容抗为 31.8mΩ；如果频率为 500kHz、甚至是 5MHz，对应的电容器的容抗分别为 3.18mΩ 和 0.318Ω。回头再看这个电容器的等效串联电阻，一个 100μF 普通用途的电解电容器的等效串联电阻为 1～2Ω！很显然，在 5kHz 的频率下，电容器容抗就已经低于等效串联电阻，而在频率为 50kHz 以上时容抗远远低于等效串联电阻。这时电容器的等效电路就成为电阻，而不再是电容器。与直流母线分享交流电流的程度将取决于电解电容器的等效串联电阻。为了减小这个等效串联电阻，过去的方法就是在电解电容器两端并联等效串联电阻低的薄膜电容器或陶瓷电容器，也就是所谓的“大电容滤低频，小电容量滤高频”的观点。实际上这时的电解电容器已经不起作用了。

直流母线电容器的第二个作用是滤除 DC－AC 逆变器所产生的开关频率与开关频率的高次谐波电流分量。在这种状态下，需要电容器不仅具有良好的 ESR 特性，也因为开关频率并不是极高，这时的电容器容抗要降低到很低才能有效地分流 DC－AC 逆变器所产生的开关频率与开关频率的高次谐波电流分量。这需要滤除开关过程的交流电流分量大的电容量，也就是说，这时既需要电容量也需要低 ESR。现在的薄膜电容器或陶瓷贴片电容器均可以同时实现上述两个要求。

直流母线电容器的第三个作用是滤除 DC－AC 逆变器所产生的输出频率的交流电流对直流母线的影响，这在单相逆变器中尤为明显。由于频率很低，电容器的容抗将会明显高于 ESR，为了获得所需要的低电容器容抗，需要很大的电容量。从经济角度考虑，选择电解电容器是“唯一”的选择。

通过上述分析，直流母线电容器需要选用两种电容器：陶瓷电容器（或薄膜电容器）和电解电容器。

在本试题中，陶瓷电容器可以选择 50V/2.2μF 的陶瓷电容器（贴片型的封装为 1210，即 3.16mm×2.5mm），其 ESR 可以达到 10mΩ。

电解电容器按表 7.1 中 CSBY1 参数选择。

第8章　2009年竞赛试题：宽带直流放大器（C题）【本科组】

8.1　试题

8.1.1　任务

设计并制作一个宽带直流放大器及所用的直流稳压电源。

8.1.2　要求

1. 基本要求

① 电压增益 $A_V \geq 40dB$，输入电压有效值 $V_i \leq 20mV$。A_V 可在 0～40dB 范围内手动连续调节。

② 最大输出电压正弦波有效值 $V_o \geq 2V$，输出信号波形无明显失真。

③ 3dB 通频带 0～5MHz；在 0～4MHz 通频带内增益起伏小于或等于 1dB。

④ 放大器的输入电阻大于或等于 50Ω，负载电阻（50 ±2）Ω。

⑤ 设计并制作满足放大器要求所用的直流稳压电源。

2. 发挥部分

① 最大电压增益 $A_V \geq 60dB$，输入电压有效值 $V_i \leq 10mV$。

② 在 $A_V = 60dB$ 时，输出端噪声电压的峰—峰值 $V_{ONPP} \leq 0.3V$。

③ 3dB 通频带 0～10MHz；在 0～9MHz 通频带内增益起伏小于或等于 1dB。

④ 最大输出电压正弦波有效值 $V_o \geq 10V$，输出信号波形无明显失真。

⑤ 进一步降低输入电压，提高放大器的电压增益。

⑥ 电压增益 A_V 可预置并显示，预置范围为 0～60dB，步距为 5dB（也可以连续调节）；放大器的带宽可预置并显示（至少 5MHz、10MHz 两点）。

⑦ 降低放大器的制作成本，提高电源效率。

⑧ 其他（如改善放大器性能的其他措施等）。

8.1.3　说明

1. 宽带直流放大器幅频特性示意图如图 8.1 所示。

2. 负载电阻应预留测试用检测口和明显标志，如不符合（50 ±2）Ω 的电阻值要求，则酌情扣除最大输出电压有效值项的所得分数。

3. 放大器要留有必要的测试点。建议的测试框图如图 8.2 所示，可采用信号发生器与示波器/交、直流电压表组合的静态法或扫频仪进行幅频特性测量。

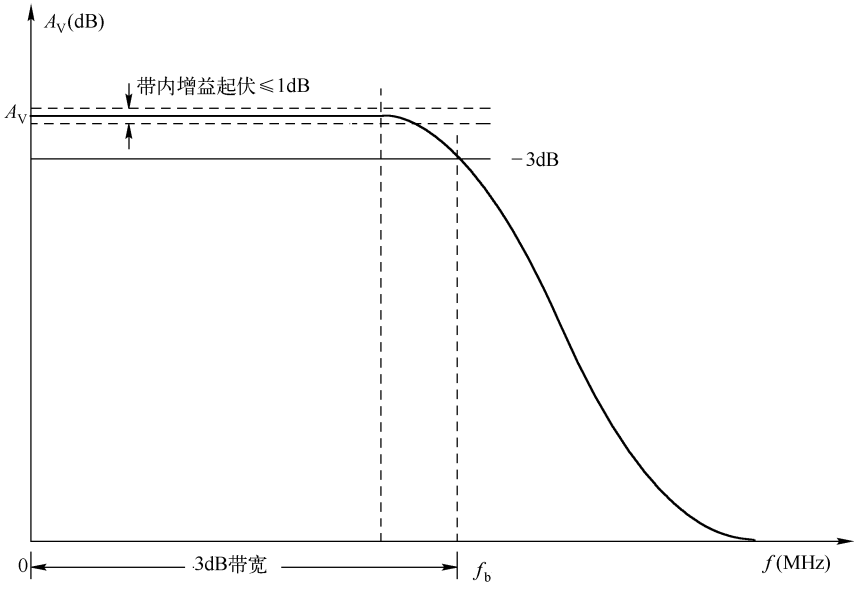


图 8.1　幅频特性示意图

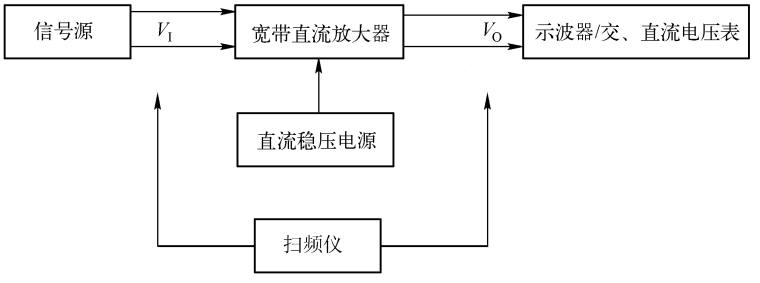


图 8.2　幅频特性测试框图

8.1.4　评分标准

	项　　目	主 要 内 容	分　　数
设计报告	系统方案	比较与选择 方案描述	2
	理论分析与计算	带宽增益积 通频带内增益起伏控制 线性相位 抑制直流零点漂移 放大器稳定性	9
	电路与程序设计	电路设计	8
	测试方案与测试结果	测试方案及测试条件 测试结果完整性 测试结果分析	8
	设计报告结构及规范性	摘要 设计报告正文的结构 图表的规范性	3
	总分		30

续表

基本要求	实际制作完成情况	50
发挥部分	完成第①项	7
	完成第②项	2
	完成第③项	7
	完成第④项	6
	完成第⑤项	12
	完成第⑥项	5
	完成第⑦项	6
	其他	5
	总分	50

8.2 试题分析

在许多电子系统中，需要把一些非电量（温度、压力等）参数经传感器转换为电信号，传感器输出的电信号往往极其微弱，仅毫伏级，且这些电信号大都是变化极为缓慢、极性固定不变的非周期性信号（直流信号），需要经直流放大器放大。本试题按照基本要求，主要应解决以下问题：①电压增益 $A_V \geqslant 40$dB 很容易满足，但如何保证通频带是一个难点。当放大器的增益带宽乘积超过 1MHz 后，通用集成运算放大器将无法满足设计要求。②输出电流要大。本题要求输出电压正弦波有效值 $V_o \geqslant 2$V，负载电阻（50 ± 2）Ω，输出电流要在 40mA 以上，因此输出端要设计合适的扩流电路。③环境共模干扰对放大电路的影响。在放大电路中，环境共模干扰的幅度往往大于被测信号，并且由于直流放大器采用直接耦合，其中有任何一点静态电位的变动，都会耦合放大后在输出中呈现出来。即使没有输入信号，由于温度的变化和电源电压不稳定的影响，直流放大器中前级的零点漂移会被逐级放大，输出端也会产生很大的漂移电压，造成误差。

8.3 简单实用的解决方案

实际上，如果想在竞赛中取得好的成绩，设计方案在完成基本要求的前提下，一定要尽可能简单，然后再着手完成发挥部分。可采用如图 8.3 所示的设计方案。

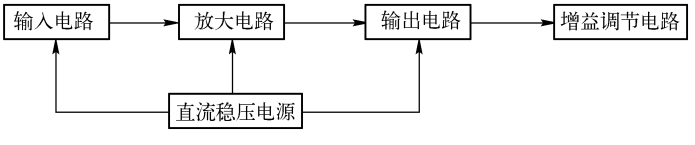


图 8.3　系统方案框图

输入电路可改善输入电阻，放大电路在保证放大倍数的前提下获得尽可能大的通频带，输出电路可起到扩流作用，各部分电路所要求的电源由直流稳压电源电路提供。

8.3.1 放大电路的设计

1. 集成运算放大器的选择

本题要求电压增益 $A_V \geqslant 40\text{dB}$，3dB 通频带 0～5MHz，如果是单级放大电路则要求增益带宽积 500MHz，对我们现在常用的集成运算放大器来讲是很难的，可采用放大器级联的方式，以降低每一级的放大倍数来保证带宽。但是单体放大器自身的带宽增益乘积必须大于要实现的放大器所需要的带宽。因为尽管模拟电子技术中讲到负反馈可以展宽放大器的带宽，但是实际上引入负反馈也不会改善放大器自身的带宽增益乘积。负反馈展宽放大器的带宽是以牺牲放大器增益为代价的。而且，当放大器的带宽增益乘积不能满足要求时，即使采用负反馈也无济于事。例如，LM741 的带宽增益乘积仅有 0.5MHz，也就是说 LM741 即使在跟随器这样的增益为 1 的带宽最宽的条件下，其带宽也仅有 0.5MHz。想要用 LM741 实现 1MHz 以上的单位增益也是不可能的。因此我们必须选择如 NE5532、OP37 等单位增益带宽足够大的运算放大器。

2. 集成运算放大器级联数的确定

当采用一个集成运算放大器不能实现宽带放大器的带宽或增益时，可以采用多个集成运算放大器级联，以获得更宽的带宽。

根据模拟电子技术基础教材中（《模拟电子技术基础（第四版）》，童诗白主编，高等教育出版社，第 243 页）关于多级放大器带宽的表述，可知

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} \tag{8.1}$$

这个表述主要说明，当多级放大器级联时，整个放大器的带宽会变窄，而且窄到什么程度都可以算得出来。这个表述的前提是，放大器级联时，每个放大器的增益与单级放大器是一样的。

在这里我们研究或讨论的是，多级放大器级联后的总增益与没有级联的单级放大器增益相同时，级联的放大器带宽会是怎样的，或者说可以展宽多少带宽。

对于单极点放大器，其增益带宽乘积是一个常数，因此降低增益会获得更高的带宽。

为了比较多级放大器展宽带宽的事实，多级放大器的增益与单级放大器要相同，而且放大器为集成运算放大器。这样，多级放大器总的增益与每一级增益的关系为

$$A = A_1^n \tag{8.2}$$

这时，级联后的单级放大器的带宽为

$$\frac{A_1^n}{A_1} = A_1^{n-1} \text{ 倍} \tag{8.3}$$

级联后的放大器带宽与相同增益单级放大器相比，其倍数为

$$f_{\text{Hn}} = A_1^{n-1} \cdot \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{A_1^{n-1}}{1.1\sqrt{n}} \cdot f_{\text{H1}} \tag{8.4}$$

在这个式子中，n 是大于等于 2 的数。当 $A_1 > 1$ 时，就可以展宽带宽。

（1）增益为 100 倍的级联放大器的带宽

例如，宽带集成运算放大器 NE5532 的带宽增益乘积为 10MHz，如果用单级 NE5532 构

成增益为 100 的放大器，其带宽仅为 100kHz；如果 5 级 NE5532 构成宽带放大器，则其单级增益可以降低为

$$A_1 = \sqrt[5]{100} = 2.512$$

对应的放大器带宽为

$$100(\text{kHz}) \times \frac{100}{2.52} = 3968(\text{kHz})$$

对应的 5 级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{3968\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{5}} = 1613.2\ (\text{kHz})$$

5 级 NE5532 级联的放大器具有的带宽增益乘积为 161.32MHz，远远高于 10MHz 的带宽增益乘积。

通过上述例子可以看到，采用多级集成运算放大器级联可以获得明显高于单级集成运算放大器带宽的结果。

如果是 10 级 NE5532 级联，则增益可降低为

$$A_1 = \sqrt[10]{100} = 1.5849$$

对应的放大器带宽为

$$100(\text{kHz}) \times \frac{100}{1.5849} = 6310(\text{kHz})$$

对应的 10 级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{6310\ (\text{kHz})}{1.1\ \sqrt{10}} = 1813\ (\text{kHz})$$

当放大器的带宽增益乘积不能满足要求时，可以采用放大器级联的形式提高放大电路的带宽增益乘积和放大电路的带宽。需要注意的是，从上述例子看到，即使将放大器的级联数量从 5 级增加到 10 级，其带宽仅仅从 1613kHz 增加到 1813kHz，这是由于放大器级联时会损失放大器的带宽。因此，放大器级联的形式所获得的带宽极限大概只能达到单只集成运算放大器单位增益带宽的约 1/5。

如果是 3 级 NE5532 级联，则增益可降低为

$$A_1 = \sqrt[3]{100} = 4.642$$

对应的放大器带宽为

$$100(\text{kHz}) \times \frac{100}{4.642} = 2154(\text{kHz})$$

对应的 3 级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{2154\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{3}} = 1130.6\ (\text{kHz})$$

从上述分析可以看到，当放大器的级联数达到 5 级时，继续增加放大器的级联数量已经没有什么实际意义。

（2）增益为 1000 倍的级联放大器的带宽

还是采用宽带集成运算放大器 NE5532 构成增益为 1000 的放大器为例。如果采用单级放大器，其带宽仅为 10kHz；如果 5 级 NE5532 构成宽带放大器，则其单级增益可以降低为

$$A_1 = \sqrt[5]{1000} = 3.981$$

对应的单级放大器带宽为

$$10(\text{kHz}) \times \frac{1000}{3.981} = 2511(\text{kHz})$$

对应的5级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{2511\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{5}} = 1020.8\ (\text{kHz})$$

如果是10级NE5532级联，则增益可降低为

$$A_1 = \sqrt[10]{1000} = 1.995$$

对应的单级放大器带宽为

$$10(\text{kHz}) \times \frac{1000}{1.995} = 5012.5(\text{kHz})$$

对应的10级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{5012.5\ (\text{kHz})}{1.1\ \sqrt{10}} = 1441\ (\text{kHz})$$

如果是3级NE5532级联，则增益可降低为

$$A_1 = \sqrt[3]{1000} = 10$$

对应的放大器带宽为

$$10(\text{kHz}) \times \frac{1000}{10} = 1000(\text{kHz})$$

对应的3级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{1000\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{3}} = 534\ (\text{kHz})$$

（3）增益为10倍的级联放大器的带宽

也是采用宽带集成运算放大器NE5532构成增益为10的放大器为例。如果采用单级放大器，其带宽仅为1000kHz；如果5级NE5532构成宽带放大器，则其单级增益可以降低为

$$A_1 = \sqrt[5]{10} = 1.585$$

对应的单级放大器带宽为

$$1000(\text{kHz}) \times \frac{10}{1.585} = 6310(\text{kHz})$$

对应的5级级联放大器的带宽为

$$f_{\text{Hn}} = \frac{f_{\text{H1}}}{1.1\sqrt{n}} = \frac{6310\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{5}} = 2565.4\ (\text{kHz})$$

如果是10级NE5532级联，则增益可降低为

$$A_1 = \sqrt[10]{10} = 1.256$$

对应的单级放大器带宽为

$$1000(\text{kHz}) \times \frac{10}{1.256} = 7943(\text{kHz})$$

对应的10级级联放大器的带宽为

$$f_{Hn}=\frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{n}}=\frac{7943\ (\text{kHz})}{1.1\ \sqrt{10}}=2283\ (\text{kHz})$$

如果是3级NE5532级联，则增益可降低为

$$A_1=\sqrt[3]{10}=2.1544$$

对应的放大器带宽为

$$1000\ (\text{kHz})\ \times\frac{10}{2.1544}=4641.6\ (\text{kHz})$$

对应的3级级联放大器的带宽为

$$f_{Hn}=\frac{f_{H1}}{1.1\sqrt{n}}=\frac{4641.6\ (\text{kHz})}{1.1\sqrt{3}}=2436\ (\text{kHz})$$

从增益为10倍的放大器看，级联的级数过多会使单级放大器的增益过低，反而不如级数较少的级联放大器的结果。因此，增益越高，采用级数较多的放大器级联是有用的。而增益比较低时，放大器自身的带宽已经很高，级数过多时则不宜采用级数较多的结构，3～4级基本够用。

3. 级联放大器设计

首先，级联放大器所选用的集成运算放大器的单位增益带宽要不低于放大器实际所要求的5倍，当然高一点更有把握。

按照本题中对输入电阻的要求，级联放大器的电阻需要适当选择，如反馈电阻选择4.7～10kΩ就可以了，不要选的太大。而且，为了消除由于电源上的噪声引起的有害耦合，在每个集成运算放大器的正、负电源端对地均接有用于旁路的2.2μF的陶瓷贴片电容器，且这个旁路电容器应尽可能地靠近运算放大器。

级联放大电路如图8.4所示。

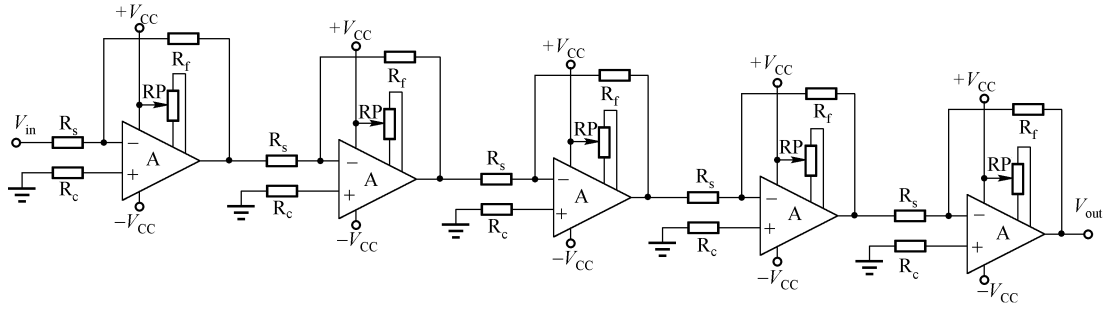


图8.4　级联放大电路

8.3.2　输出电路的设计

由于本题要求输出电流比较大，输出电流要在40mA以上。而NE5532的输出电流最小值在10mA左右，因此输出端必须采用扩流电路。可利用几个运算放大器组成的电压跟随器并联构成一种简单的扩流电路，如图8.5所示。其中可在最后一级设置一个滑线变阻器起到调节电压增益的作用。

8.3.3 直流稳压电源的设计

为了获得足够幅值的输出电压，集成运算放大器的供电电源电压应选择 ±15V。为了保证集成运算放大器的对称性，要求为集成运算放大器供电的电源尽可能对称，即正、负电源的电压值尽可能地相等。选择输出电压容差为 5% 的 LM7815、LM7915，可能出现正、负输出电压值最大偏差达到 1.5V，一般可能出现 0.5 ~ 0.7V 的电压偏差。这样的电压偏差将会导致输出电压的偏差，尽管由此产生的电压偏差可以通过调零电路给予纠正，但是所带来的问题是集成运算放大器内部电路的平衡度会变差，导致共模抑制比下降。因此，应设计正、负输出电压值尽可能一致的对称输出稳压电源。为了尽可能简化电源电路，并保证正、负电源电压的一致性，稳压电路应采用可调输出电压的集成稳压器 LM317 和 LM337。

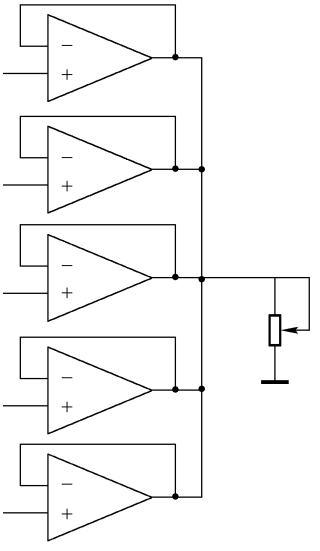


图 8.5　扩流电路

考虑电源电压波动范围为 ±15%，为了使稳压电源具有足够的电源抑制比，最小输入/输出电压差应设置为 3V 以上。因此，选择变压器次级输出电压为 20V。这样，可保证稳压电路输入电压的谷点电压在 18V 以上。该电路的直流稳压电源电路如图 8.6 所示。

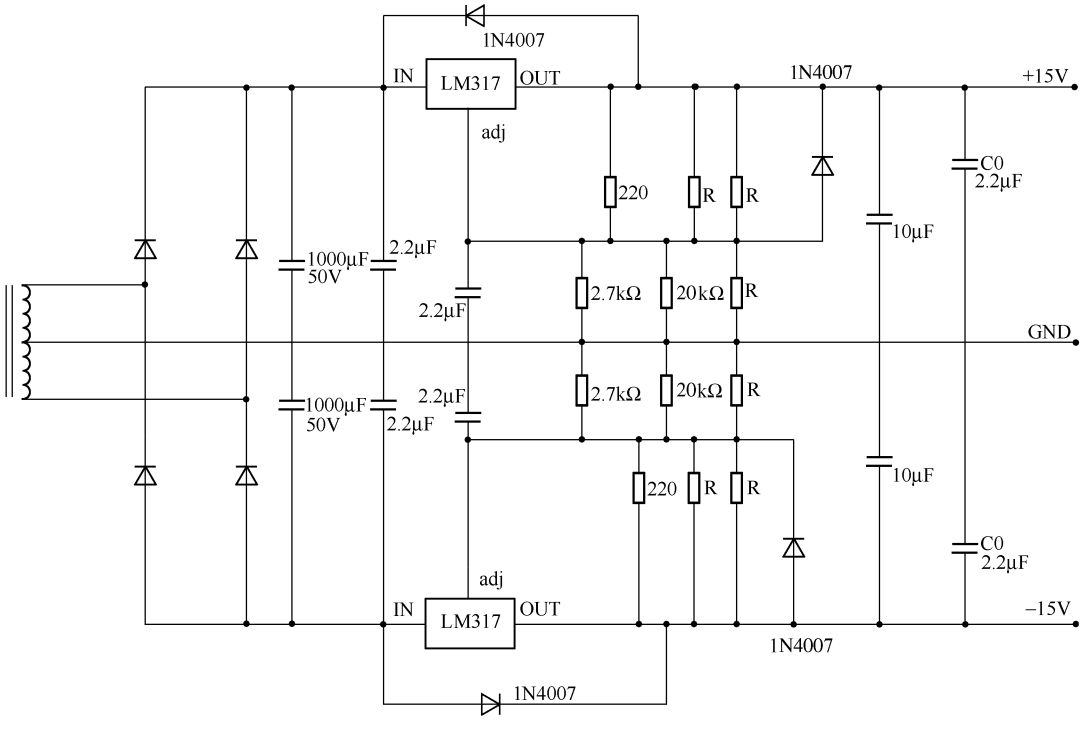


图 8.6　直流稳压电源电路

为了能够精确调节输出电压，输出电压检测电阻均采用多只并联的方式，并采用 1% 精

度的电阻，以确保输出电压值的低漂移。而且，为了确保输出电压的精确稳定，所有电阻选择固定阻值的金属膜电阻，而不采用电阻值漂移大的可调电阻。

输出端与调节端的主电阻值为220Ω，留两个调节电阻的位置，调节端对 GND 端的主电阻阻值的理论计算值应为 2.64kΩ，本电路选择 2.7kΩ，这样就需要第一辅助电阻调节组合后的阻值更接近 2.64kΩ，第一辅助电阻的阻值为 20kΩ。如果这个结果的输出电压对称程度还不能满意，可以利用第二辅助电阻调节，或用调节端和 GND 端的辅助电阻组合调节。可将输出电压的绝对偏差调节到 10mV 左右。

8.3.4 制作与调试的要点

至此电路基本设计完成，但是必须要考虑电路板的设计与电磁兼容的问题。实践表明，采用万能电路板或者面包板制作放大器，在高频段会引入很大的噪声干扰，使测试效果变差。因此本设计采用了如下几种方法。

1. 采用覆铜板自制电路板

覆铜板是电子工业的基础材料，主要用于加工制造印制电路板（PCB），广泛用于各种电子产品中。可以采用最原始的方法，用刀刻制电路板，这样可避免由于引线过多引起的对地分布电容对电路的影响。而且由于是宽带放大器，级连放大器的布线方式要按前后级的顺序放置，以最短连线为准，最好采用大面积接地方式，即大平面地，这样可以尽可能地降低因接地阻抗而引起的附加噪声。



图 8.7 BNC 接头

2. 输入端与输出端应该用 BNC 接头（示波器连接探头的插座）

BNC 接头，是一种用于同轴电缆的连接器，如图 8.7 所示。同轴电缆是一种屏蔽电缆，有传送距离长、信号稳定的优点。目前它还被大量用于通信系统中，如网络设备中的 E1 接口就是用两根 BNC 接头的同轴电缆来连接的，在高档的监视器、音响设备中也经常用来传送音频、视频信号，由干扰信号引起的噪声可以被很好地屏蔽掉。

8.3.5 可能使级联放大器带宽变窄的原因

在实际制作时会发现，尽管计算的带宽不错，但是实测的带宽却明显低于计算带宽，是什么因素造成带宽变窄？可以从以下分析得出原因。

1. 寄生电容会导致级联放大器带宽变窄

要想使放大器得到更宽的带宽，除了应用宽带放大器以外，还要注意尽可能地减小由于线路的寄生电容与线路中的电阻所引起的低通滤波器效应，这个效应主要是放大器的输入电阻与输入电容造成的，电路如图 8.8 所示。

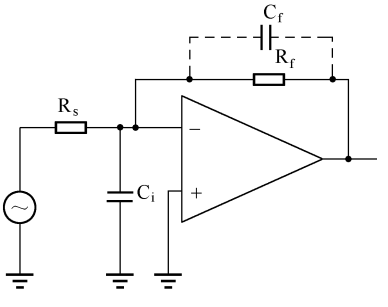


图 8.8 输入寄生电容与反馈寄生电容产生的低通电路

图中的 C_i 与 R_s 构成了低通电路，同时反馈电阻 R_f 和寄生电容 C_f 也会形成低通电路，这些寄生电容在放大器的输入电阻和反馈电阻正常取值时会在 MHz 频段产生影响。

为了消除输入寄生电容和反馈寄生电容的影响，在条件允许时选用的电阻值应尽可能

低，这样就会使这些寄生电容引起的低通电路的转折频率上升到10MHz频段，从而不再影响MHz频段的带宽。

2. 高频状态下集成运算放大器的开环增益降低也会导致级联放大器带宽变窄

当集成运算放大器的工作频率接近单位增益带宽的1/10时，集成运算放大器的开环增益仅剩10倍。如果放大器的反馈系数 F 为0.4，也就是理想的闭环增益为2.5，这时的带有负反馈的放大电路的闭环增益为

$$A_f = \frac{A}{1 + A \cdot F} = \frac{10}{1 + 10 \times 0.4} = 2$$

很显然，这个闭环增益明显小于理想集成运算放大器的2.5倍的运算结果。这样就可以看到：即使是两级放大器级联，实际带宽也无法达到集成运算放大器的单位增益带宽的1/10。

在高频状态下，集成运算放大器的开环增益下降会导致其闭环输出电阻明显增加，这是由于集成运算放大器的开环增益不再是极大，而是一个比较小的数值（如10倍），这时的集成运算放大器的实际输出电阻为

$$r_o = \frac{R_o}{1 + A \cdot F}$$

如果集成运算放大器在高频状态下的开环增益为10，反馈系数为0.4，开环输出电阻为50Ω，则闭环输出电阻为10Ω而不是“0Ω”。在这种状态下，实际的输出电阻就会与输出寄生电容构成低通电路。这个输出电阻与输出电容之间形成的低通电路如图8.9所示。

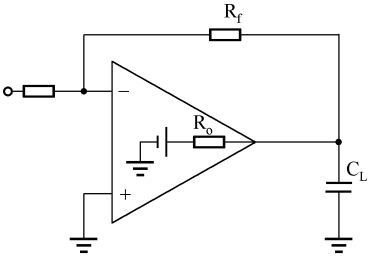


图8.9　输出电阻与输出电容之间形成的低通电路

8.4　采用示波器Y通道实现直流宽带放大器

如上所述的方案简单实用、噪声小、便于调试，采用此方案的三名同学在竞赛中取得了省一等奖的成绩。教训是运算放大器采用OP37，理论上计算结果应该能够达到题目要求，但是实际测得的带宽不到2MHz。后来经过对几片OP37的测试，发现它的单位增益带宽还不到10MHz，远远达不到资料上给出的63MHz。因此，造成带宽不理想的主要原因是由于10元以下的OP37是赝品，如果是真品的OP37应该就没问题了。

其实，要完成本次设计大赛还有一种很巧妙的办法，即利用示波器的Y通道。以XJ4242型二踪示波器为例，Y通道包括高阻衰减器，由场效应管BG2构成的源跟随器，由集成电路JC1构成的跟随器，低阻衰减器和由集成电路JC2构成的放大器等。如图8.10所示为示波器Y通道电路。

JC2是一个双端输入双端输出的宽带放大器，其开环增益大于40dB，带宽在20MHz以上，因此只需要配合一些很简单的电路就可以满足试题的要求。

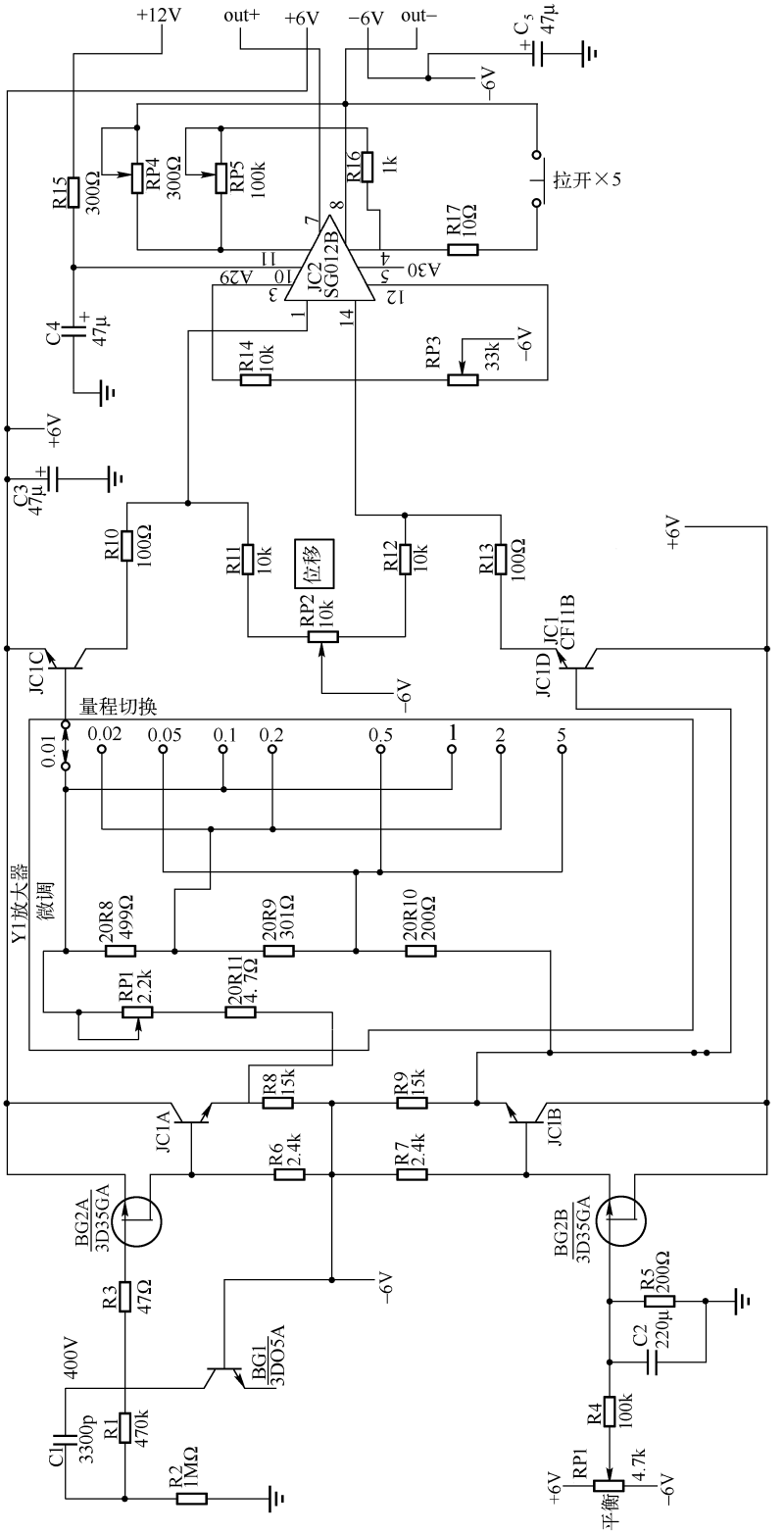


图8·10　示波器Y通道电路

第9章　2009年竞赛试题：音频功率放大器（G题）【高职高专组】

9.1　试题

9.1.1　任务

设计并制作一个低频功率放大器，要求末级功放管采用分立的大功率 MOS 晶体管。

9.1.2　要求

1. 基本要求

① 当输入正弦信号电压有效值为 5mV 时，在 8Ω 电阻负载（一端接地）上，输出功率大于或等于 5W，输出波形无明显失真。

② 通频带为 20Hz～20kHz。

③ 输入电阻为 600Ω。

④ 输出噪声电压有效值 V_{0N} ≤5mV。

⑤ 尽可能提高功率放大器的整机效率。

⑥ 具有测量并显示低频功率放大器输出功率（正弦信号输入时）、直流电源的供给功率和整机效率的功能，测量精度优于 5%。

2. 发挥部分

① 低频功率放大器通频带扩展为 10Hz～50kHz。

② 在通频带内低频功率放大器失真度小于 1%。

③ 在满足输出功率大于或等于 5W、通频带为 20Hz～20kHz 的前提下，尽可能地降低输入信号幅度。

④ 设计一个带阻滤波器，阻带频率范围为 40～60Hz。在 50Hz 频率点输出功率衰减大于或等于 6dB。

⑤ 其他。

9.1.3　说明

1. 不得使用 MOS 集成功率模块。

2. 本题输出噪声电压定义为：输入端接地时，在负载电阻上测得的输出电压，测量时使用带宽为 2MHz 的毫伏表。

3. 本题功率放大电路的整机效率定义为：功率放大器的输出功率与整机的直流电源供给功率之比。电路中应预留测试端子，以便测试直流电源供给功率。

4. 发挥部分④制作的带阻滤波器通过开关接入。

5. 设计报告正文中应包括系统总体框图、核心电路原理图、主要流程图、主要的测试结果。完整的电路原理图、重要的源程序用附件给出。

9.1.4 评分标准

	项 目	主 要 内 容	满分
设计报告	系统方案	总体方案设计	4
	理论分析与设计	电压放大电路设计 输出级电路设计 带阻滤波器设计 显示电路设计	8
	电路与程序设计	总体电路图；工作流程图	3
	测试方案与测试结果	调试方法与仪器 测试数据完整性 测试结果分析	3
	设计报告结构及规范性	摘要；设计报告正文的结构 图表的规范性	2
	总分		20
基本要求	实际制作完成情况		50
发挥部分	完成第①项		10
	完成第②项		10
	完成第③项		15
	完成第④项		10
	其他		5
	总分		50

9.2 试题分析与解题思路

9.2.1 采用线性功率放大器电路还是选用开关型功率放大器电路

从试题给出的条件看，试题的解决方案不能采用 D 类音频功率放大器形式，而只能采用 AB 线性音频功率放大器；不能采用 MOS 集成功率放大器，需要用通用的集成电路或分立元件与 MOSFET 组合。

是采用分立元件还是采用通用集成电路？从试题给出的条件看，放大器的开环增益要达到 894.5 倍，接近 1000 倍。很显然，采用分立元件是不可能完成试题的要求，原因很简单，如此高增益的分立元件放大器稍不留神就会引起自激振荡，因此选择通用集成电路将是比较容易实现的解决方案。

9.2.2 采用什么样的电路

采用什么样的电路？实际上本试题与 2007 年竞赛试题：可控放大器（Ⅰ题）【高职高

专组】的放大器部分的发挥部分相似，只不过低频截止频率由 100Hz 降低到 20Hz，高频截止频率由 100kHz 降低到 20kHz。另一个不同之处就是输出带负载能力要达到 8Ω 负载条件下输出功率不低于 5W，这就成了功率放大器，而且要求选用 MOSFET 作为输出级。

9.3 放大器的选择方案

9.3.1 通用集成电路的选择

在放大器领域中，通用集成电路就是集成运算放大器。作为功率放大器，可以在集成运算放大器后面再加一级 MOSFET 功率驱动级，就可以完成本试题的要求。因此，本试题的通用集成电路就是集成运算放大器。

接下来的问题是选用什么型号的集成运算放大器。乍一看来，试题似乎非常简单，不就是放大电路，增益为 60dB 吗？然而增益的获得并不是问题，问题是放大器在增益为 60dB 下的带宽。通用集成运算放大器的单位增益带宽约 1MHz，也就是说，通用集成运算放大器在（开环或闭环）增益为 1 的条件下的带宽为 1MHz。或者说，如果增益不是 1，而是高于 1 时，频带宽度与增益的乘积为 1MHz，随着增益的升高，带宽也随着降低。总之，增益与带宽的乘积为固定值。

如果放大电路采用单级放大电路，60dB（1000 倍）增益和 20kHz 的带宽，需要集成运算放大器的单位增益带宽至少为 20MHz。不仅如此，对于音频功率放大器还有低噪声的要求，需要采用低噪声且单位增益带宽在 20MHz 以上的集成运算放大器。一般来说，这样的集成运算放大器是很难找到的。

9.3.2 单级放大或两级放大的判定

由于应用集成运算放大器构成单级放大电路很难满足本试题的要求，从 2007 年竞赛试题：可控放大器（Ⅰ题）【高职高专组】的解决方案中得到启发，可以采用两级放大器来实现本试题的目标。

其基本思路是：通过降低放大器的闭环增益来换取放大器的闭环带宽，再利用两级放大器重新获得试题所需要的增益，同时又可以满足试题要求的带宽。

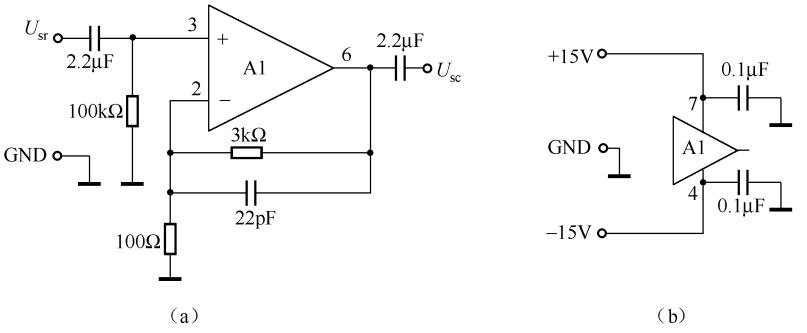
这样，每一级放大电路的增益可以选择 32 倍，如果选用 NE5534 可以获得单级 300kHz 的理论带宽，两级可以获得不低于 200kHz 的理论带宽。

NE5534 的数据与特性在本书的第 5 章中有详尽的分析，这里不再赘述。

9.4 电路设计详解

9.4.1 前置级的设计

电路框架设计思路为：放大电路分为两级，前级作为前置放大器，增益设置为 32 倍，电路如图 9.1 所示。



（a）　　（b）

图 9.1　前置放大器

为了提高输入阻抗，放大选择同相放大器电路。由于没有必要耦合直流信号，可采用隔直电容器将前级直流信号隔离掉。同样，输出也采用隔直电容器。

为了降低集成运算放大器内部输入、输出电阻对带宽的影响，前置放大器反相输入端的接地电阻和反馈电阻均选得很低，接地电阻选 100Ω，反馈电阻选择 3kΩ。图中，与反馈电阻并联的 22pF 电容器是为了防止自激振荡而设置的补偿电容器。

在集成运算放大器的正、负电源端，各接一个旁路电容器，以降低电源的交流阻抗。

9.4.2　功放级的设计

1. 电路结构的选择

第二级放大与功率放大组合在一起，采用集成运算放大器驱动输出级的 MOSFET。输出级的 MOSFET 可以选择漏极输出方式，也可以选择源极输出方式。

选用漏极输出方式的好处是驱动电路的电源可以与 MOSFET 功率级采用同一电源，电源电路简单。但是漏极输出方式对于初学者来说，参数选择与调试是很困难的。不仅如此，漏极输出方式需要差动驱动信号。

选用源极输出方式的最大特点是仅需要一个信号驱动，类似于双极型晶体管的射极跟随器。由于 MOSFET 是增强型器件，对于标准 MOSFET 来说，导通时需要栅极电压高于源极电压 5～8V。如果驱动级与输出级采用同一电源电压，输出级的最高输出电压幅值将低于电源电压 5～8V，这在低压功率放大器中是绝对不允许的！因此，如果选择源极输出方式，驱动级与输出级需要采用各自的电源分别供电，驱动级的输出电压幅度必须超过输出级电源电压幅值 5～8V。

从电子设计竞赛的角度考虑，再根据本试题的特点，选择源极输出方式相对比较容易实现。理论上的源极输出电路如图 9.2 所示。

实际上，由于 MOSFET 栅极—源极之间存在导通阈值电压问题，如果忽略这个问题就会出现交越失真。尽管应用集成运算放大器的臂环可以消除这一失真，但是在高频状态下由于集成运算放大器的输出电压摆动速率的限制，还是会出现实际的交越失真。因此要对 MOSFET 的静态工作点进行设置，调整到 AB 类工作状态。最简单的方法就是在两个 MOSFET 的栅极之间连接二极管（因为二极管正向电压的温度特性与 MOSFET 转移特性的温度关系接近）。通过测试可以知道，标准 MOSFET 的栅极阈值电压为 3.2～3.5V，按 3.5V 计算，两个 MOSFET 栅极阈值电压之和为 7V，正好是 10 只二极管的正向电压。考虑到 10 只

二极管数量太多，可以选择两只 3.5V 稳压二极管替代，其温度特性接近。考虑到静态工作点的稳定，一定要在静态偏置上引入电流负反馈，也就是在 MOSFET 的源极串入电阻 R3、R4。带有栅极偏置电压的输出级电路如图 9.3 所示。

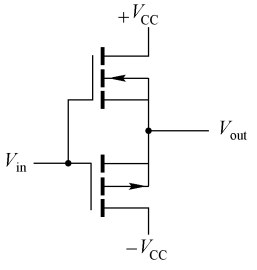


图 9.2　源极输出电路

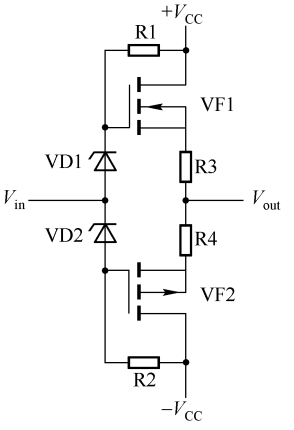


图 9.3　带有栅极偏置电压的输出级电路

电路中的 R1、R2 是稳压二极管 VD1、VD2 的静态偏置电阻。

2. MOSFET 的确定

根据试题要求，输出电流幅值约为 1.25A，为了尽可能降低 MOSFET 的导通电阻以尽可能地减小 MOSFET 的电压降，MOSFET 的额定电流至少为输出电流幅值的 4 倍。可以选择额定电流 5A 的 MOSFET。

MOSFET 的额定电压选择 30～50V 即可。需要注意的是，两个 MOSFET 中，一个是 N 沟道，另一个是 P 沟道，最好是配对管。

根据上述两项条件，可选的常见 N 沟道 MOSFET 为 IRFZ24（60V/12A/0.1Ω/栅极电荷 25nC/米勒电荷 11nC），P 沟道 MOSFET 为 IRF9Z24（60V/7.7A/0.28Ω/栅极电荷 19nC/米勒电荷 11nC）。

3. 驱动电路的确定

接下来的问题就是确定驱动电路。需要清楚的是，集成运算放大器驱动电容性负载是比较难受的。其原因有：集成运算放大器的输出电压摆动速率限制、集成运算放大器输出电流限制、大电容负载的稳定性问题以及满输出幅度时的带宽等。

来看看 100mA（相当于 3 只 NE5534 并联）时可以让栅极电压在多长时间内变化 30V。在这里，栅极电荷将小于两个 MOSFET 栅极电荷的总和，按 40nC 计算，需要的时间为 0.4μs，等效电压摆动速率为 75V/μs。因此采用两只 NE5534 并联，甚至用单只 NE5534 就可以了。

4. 输出电压摆动速率的限制影响

先看看集成运算放大器的输出电压摆动速率。NE5534 的输出电压摆动速率为 13V/μs，对应输出电压幅值为接近 10V。频率为 20kHz 的条件下，需要的输出电压摆动速率至少为 1.26V/μs，明显低于 NE5534 的 13V/μs 和带有 22pF 时 6V/μs 的输出电压摆动速率。

5. 集成运算放大器的带载能力

NE5534 最大输出电流限制值为 38mA，对于 20kHz 正弦变化应用基本就可以了。如果觉得这个驱动能力不足，则需要用两个以上的 NE5534 接成跟随器形式，在输出端串接 100Ω 电阻后并联，这样就可以获得单只 NE5534 数倍的驱动能力，可以满足驱动 MOSFET 的需要。

6. 大电容负载的稳定性

驱动 MOSFET 实际上就是驱动其栅极电荷，也就是驱动电容性负载，IRFZ24、IEF9Z24 的栅极电容量约 1000pF。在跟随器输出端串联一个 22Ω 电阻就可以避免大电容负载对集成运算放大器稳定性的影响。

7. 满幅度输出带宽问题

NE5534 在驱动 22pF 电容负载的满幅度输出带宽为 75kHz，由于 NE5534 并没有直接驱动 MOSFET，因此这个数值是可以获得的。即使在 MOSFET 的栅极上，也高于 20kHz，可以满足试题要求。

8. 功率放大级电路

综上所述，功率放大级电路如图 9.4 所示。

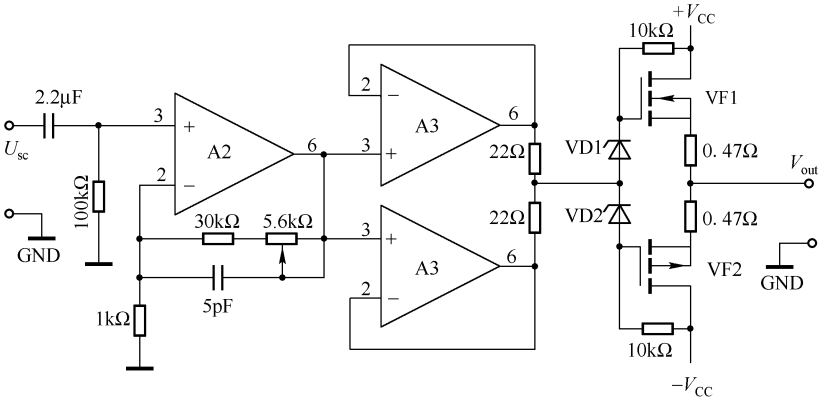


图 9.4　功率放大级电路

9.4.3　电源电压的设置

从功率放大器的效率角度考虑，电源电压的设置取决于最大输出功率和负载电阻。在本试题中，最大输出功率为 5W，负载电阻为 8Ω。对应的有效值输出电压为

$$V_{out} = \sqrt{P_O \cdot R_L} = \sqrt{5 \times 8} = 6.325\ (\text{V})$$

峰值电压为

$$V_{outP-0} = \sqrt{2} V_{out} = 8.945\ (\text{V})$$

输出级电源电压应选择 ±9V 或单 18V，由于前级选择集成运算放大器的输出电压幅度与电源电压幅值相比低约 2V，因此驱动级的电源电压无论如何也要选择 ±15V，甚至可以选 ±16V。幸好 ME5534 的极限电源电压为 ±22V，应用电压可以用到 ±18V。这样，在负载

不低于600Ω的条件下，输出电压幅度可以达到±16V的典型值或±15V的最小值。相对于输出电压幅度而言，可以多出近6V的电压，完全能满足输出电压幅度的要求。

为了电源的简单，前置放大级的电源电压可以与驱动级电源电压采用同一组电源。电源电路如图9.5所示。

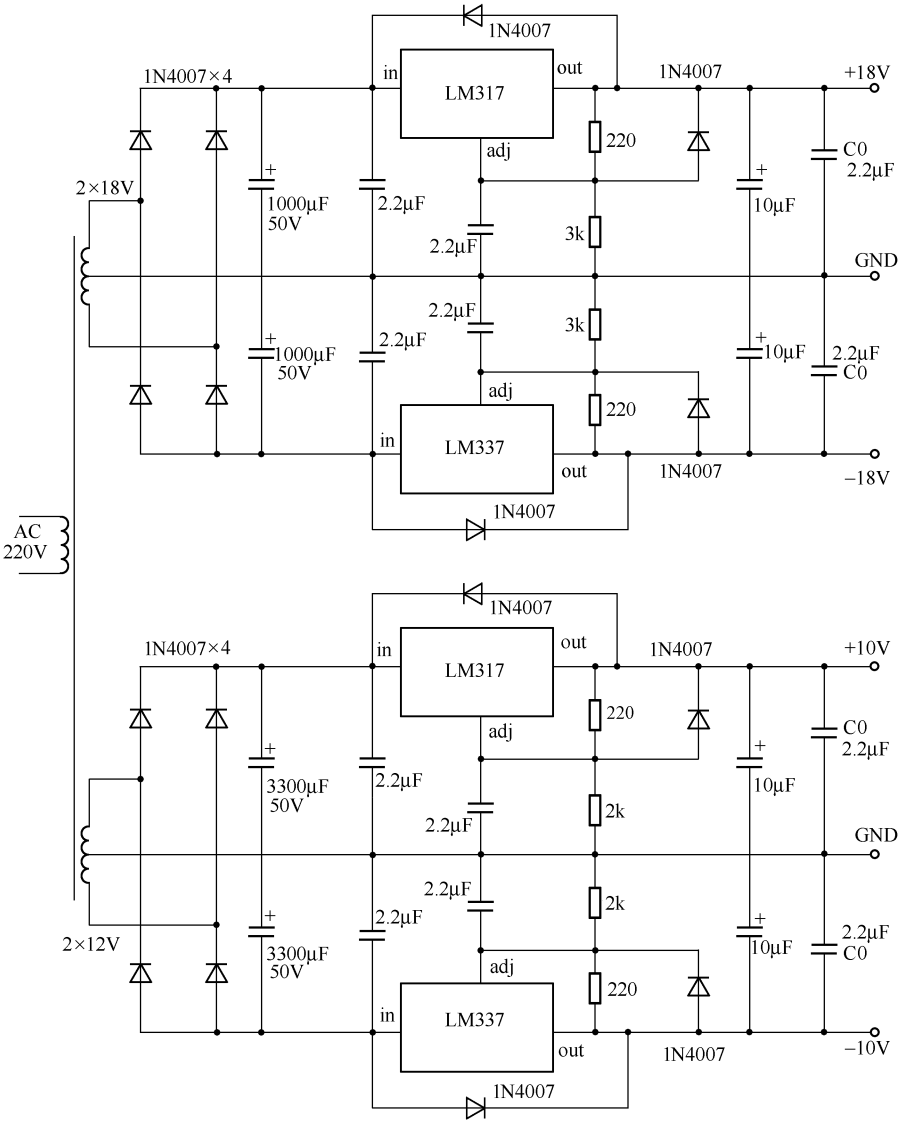


图9.5　电源电路

为了获得比较好的整流输出电压特性，整流滤波电容器选择3300μF的电解电容器，电压为25V。

整流变压器可以选用20世纪80年代的黑白电视机的电源变压器，如果选择新的变压器，可以选择30～50VA，输出电压18V×2。如果从变压器的效率角度考虑，变压器的二次侧绕组可以采用两组绕组，即18V×2和12V×2，18V×2绕组为集成运算放大器供电，12V×2则为输出级供电。

9.4.4 完整电路

1. 完整电路

试题完整电路如图 9.6 所示。

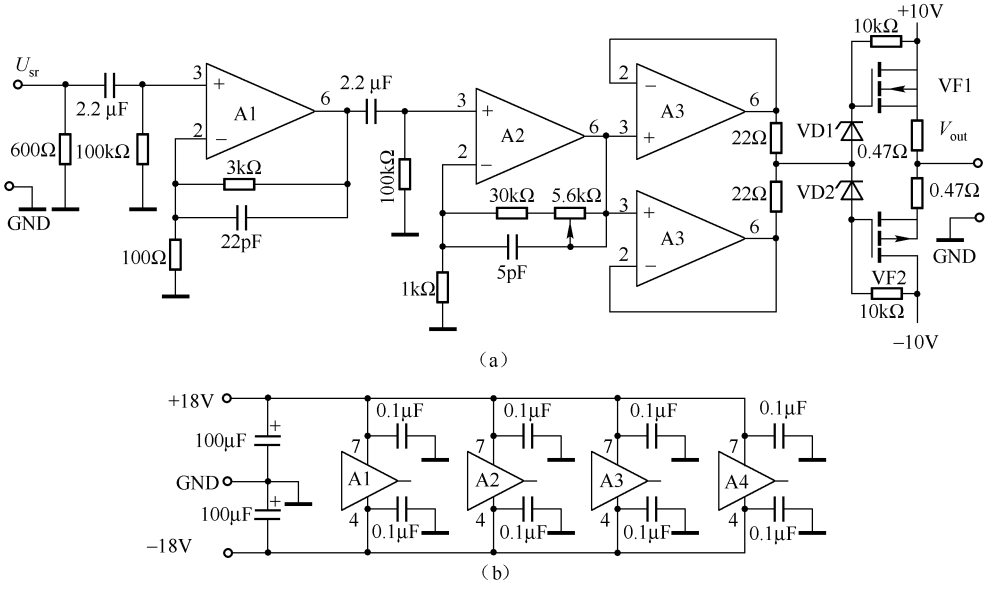


图 9.6 试题完整电路

2. 电路板设计要点

小信号的高增益放大电路的接地技术是非常有讲究的，如果接地点不当就会引起很大的噪声，甚至能淹没有用信号。作为参加电子设计竞赛的大学生来说，根本不具备高超的接地技术。这时应采用风险最小的大平面地技术，也就是说，本来这个放大电路采用单面电路板即可，但为了消除接地问题的风险而采用双面电路板设计，其中底层选择大平面地，其他信号线仅在顶层电路板走线。可以将正/负电源用导线引出到电路板的端子，这样就构成了事实上的“三层”电路板。

电路板的元件放置位置可参考图 9.6 电路的顺序，反馈电阻、接地电阻尽可能地靠近所在的 IC。

为了尽可能小地影响大平面地的质量，因尽可能地减少插接元件，而采用贴片元件。

第10章　2009年竞赛试题：模拟路灯控制系统（1题）【高职高专组】

10.1　试题

10.1.1　任务

设计并制作一套模拟路灯控制系统。控制系统结构如图 10.1 所示，路灯布置如图 10.2 所示。

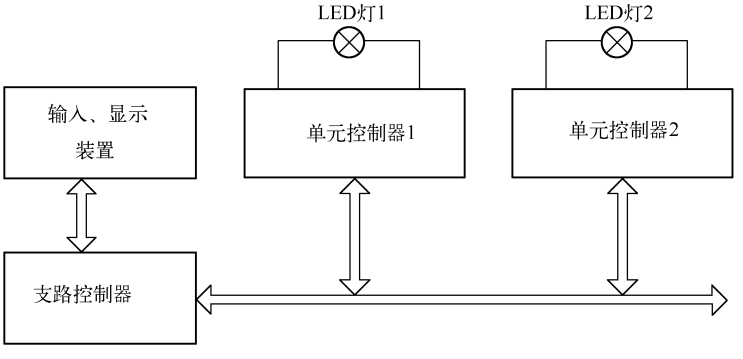


图 10.1　路灯控制系统示意图

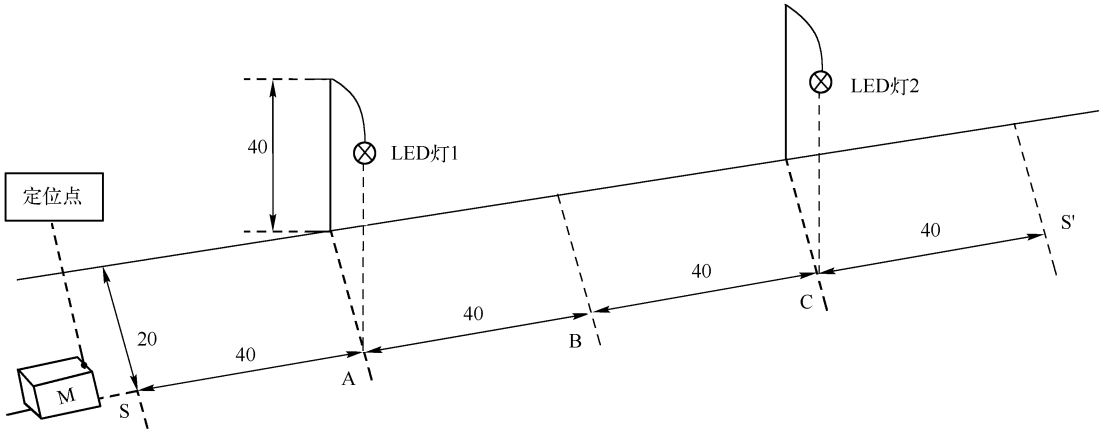


图 10.2　路灯布置示意图（单位：cm）

10.1.2 要求

1. 基本要求

① 支路控制器有时钟功能，能设定、显示开关灯时间，并控制整条支路按时开灯和关灯。

② 支路控制器应能根据环境明暗变化，自动开灯和关灯。

③ 支路控制器应能根据交通情况自动调节亮灯状态：当可移动物体 M（在物体前端标出定位点，由定位点确定物体位置）由左至右到达 S 点时（见图 10.2），灯 1 亮；当物体 M 到达 B 点时，灯 1 灭，灯 2 亮；若物体 M 由右至左移动时，则亮灯次序与上相反。

④ 支路控制器能分别独立控制每只路灯的开灯和关灯时间。

⑤ 当路灯出现故障时（灯不亮），支路控制器应发出声光报警信号，并显示有故障路灯的地址编号。

2. 发挥部分

① 自制单元控制器中的 LED 灯恒流驱动电源。

② 单元控制器具有调光功能，路灯驱动电源输出功率能在规定时间按设定要求自动减小，该功率应能在 20% ~100% 范围内设定并调节，调节误差小于或等于 2%。

③ 其他（性价比等）。

10.1.3 说明

1. 光源采用 1W 的 LED 灯，LED 的类型不作限定。

2. 自制的 LED 驱动电源不得使用产品模块。

3. 自制的 LED 驱动电源输出端需留有电流、电压测量点。

4. 系统中不得采用接触式传感器。

5. 基本要求③需测定可移动物体 M 上定位点与过“亮灯状态变换点”（S、B、S′等点）垂线间的距离，要求该距离小于或等于 2cm。

10.1.4 评分标准

	项　　目		满　分
设计报告	方案比较与论证	方案描述 比较与论证	5
	理论分析与设计	单元设计 系统设计	5
	电路图和设计文件	完整性 规范性	5
	测试数据与分析	系统测试 结果分析	5
	总分		20
基本要求	实际制作完成情况		50
发挥部分	完成第①项		15
	完成第②项		25
	其他		10
	总分		50

10.2 试题意图与要达到的目的

本试题是专为高职高专学生设置的，意图考查学生运用单片机和电子技术解决实际问题的能力。通过试题使学生掌握单片机时钟电路的设计与调试，掌握键盘电路的软硬件设计方法，掌握液晶显示电路的软硬件设计方法，掌握 ADC/DAC 转换电路的设计，掌握光电传感器的使用方法，了解 LED 的特性，掌握 LED 驱动电路的设计方法和 LED 调光电路的实现方法。通过上述模块电路的训练，使学生进一步活学活用单片机，能够快速构建单片机最小系统。题目中有支路控制器和单元控制器，所以在设计时还需设置两个控制器之间的通信方式。题目中的键盘电路、显示电路、A/D 转换电路在硬件电路和软件实现上都相对简单，而移动物体的检测与 LED 灯光的可调控制相对有些难度。

10.3 理想的模拟路灯控制系统解决方案

10.3.1 系统总体解决方案

仔细研读试题要求，不难发现整个系统其实主要由两部分组成：支路控制器和单元控制器。每盏路灯配置一个单元控制器，分别对每盏路灯单独控制。外围设备主要由按键输入模块、时钟模块、显示模块、报警装置、环境明暗检测模块、路灯故障检测模块、交通状况监测模块、LED 恒流驱动模块和调光控制模块等组成，目标是实现路灯系统的智能化控制。鉴于上述分析系统的解决方案可有多种选择，在此将论述以下两种方案。

1. 模拟路灯控制系统解决方案一

解决方案一：路灯采用主从控制式，控制系统整体结构框图如图 10.3 所示，这种采用

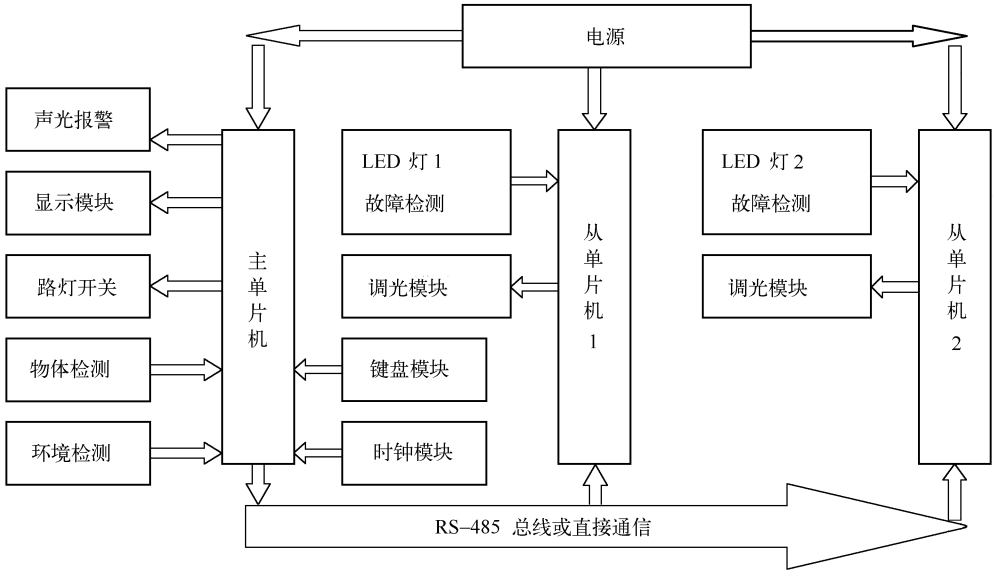


图 10.3 主从控制式系统结构框图

主从控制器分别控制的设计思路，是与题意要求十分吻合的设计方案。主控制器的微控制单元（MCU）可以有多种选择，如单片机、ARM、DSP、可编程控制器（PLC）、现场可编程门阵列（FPGA）等；从控制器由于控制量较少，最简单实用的选择就是单片机。由于高职高专的学生对单片机还是比较熟悉的，也比较容易上手。在参加竞赛时，我们需要采用自身擅长的解决方案解决题目中的要求，并且方案越简单越好，只要能实现要求即可，一般的大学生在参加全国性的竞赛时，这一点尤为重要，也只有这样才能出成绩。因此，在这里我们的控制器主要采用单片机。鉴于系统的外围电路所用的单片机资源并不是很多，因此主从单片机可以选用大家都熟悉的 51 单片机 AT89C51/52 或 AT89S51/52，当然也可以根据学生的实际情况选用其他类型的 8 位单片机。

系统工作时，主单片机作为支路控制器的 MCU，主要负责环境明暗检测、交通状况监测、控制模式选择、时间设置和同步显示等。主单片机通过采集环境明暗信息量，控制路灯自动开和关；通过检测交通情况，即可移动物体的位置，控制路灯的亮灭次序。从单片机是路灯的直接控制器，分别负责每个路灯的开关灯时间、路灯故障检测以及 LED 路灯的调光。从单片机检测到路灯的故障信号之后，传送到主单片机，主单片机经过处理后，发出声光报警信号，并且在显示屏上显示故障路灯的地址编号等信息；主单片机通过环境明暗检测模块检测明暗信息量，经过处理后发送给从单片机，从单片机接收到主单片机发来的控制指令，控制 LED 路灯的灯光亮度，也就是调光，进而达到节能的效果。

单片机之间的通信方案有如下两种选择。

（1）方案一

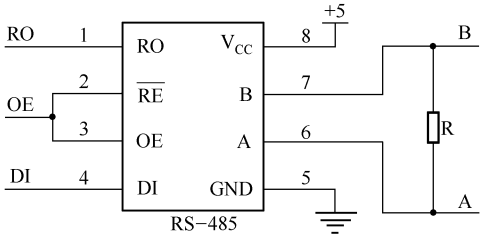


图 10.4　RS－485 通信模块电路

选择 RS－485 总线串口通信方式。RS－485 采用平衡发送和差分接收方式，具有抑制共模干扰的能力。加上总线收发器具有高灵敏度，能检测低至 200mV 的电压，故传输信号能在千米以外得到恢复，用于多点互连时非常方便，能省掉许多信号线，实用性强。此模块电路如图 10.4 所示，其中网络标号 RO、OE、DI 分别连接到单片机的 I/O 接口。

（2）方案二

采用单片机之间直接通信的方式。其通信方式简单，易于编程，减少了系统的外围电路，节约成本，方便硬件电路设计。

为体现大赛的性价比要求，在能满足题目要求指标时，应该尽量节约成本，因此方案二更具优势。而在实际工程应用中，方案二却不是好方案，使用 RS－485 总线实现多机之间通信的方法应用更多。

总之，主从式控制方案符合题意，设计思路也顺理成章，是比较理想的解决方案。但并不是最简单的解决方案。在主从式控制方案中，涉及主单片机与从单片机之间的通信问题，并且需要设计多个单片机最小系统，这样电路实现就变得复杂了。硬件复杂了，软件也相应地变复杂。那么能不能使之简化，仅使用一个控制器实现题目中的支路控制器与单元控制器的双重功能。这样虽然简化了电路，但同时又增加了控制器的负荷能力与运算速度，能不能实现，就要看控制器能不能满足题目中的各项要求。实际上是可以实现的，这种方案就是第二种解决方案。

2. 模拟路灯控制系统解决方案二

解决方案二采用一个控制器控制整个路灯系统，单控制器式系统结构框图如图 10.5 所示。主控制单元可以以单片机为核心，通过键盘模块输入设定系统的运行初始状态及模式切换；环境检测模块中的光线传感器将感应到的环境明暗的变化信号传给单片机，进而改变各支路路灯的运行状态；可移动物体检测模块可采用红外传感器，根据交通情况及可移动物体的位置自动调节 LED 灯的亮灭状态及次序；显示模块主要显示 LED 灯的亮、灭状态和灯故障地址，实现时间设置等的同步显示；当 LED 路灯发生故障时，单片机控制声光报警系统自动报警并在显示屏上显示故障地址；LED 灯输出功率的调节主要通过控制器的调光信号，经过 LED 恒流驱动模块控制 LED 路灯的亮灭状态及发光强度。

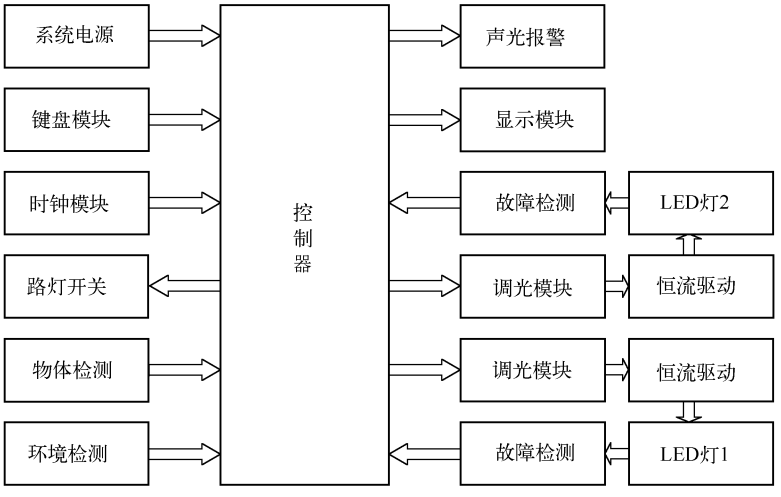


图 10.5　单控制器式系统结构框图

单控制器式解决方案减少了控制器的个数，将题目中的支路控制器功能和单元控制器的功能集于一身，这样对控制器的控制芯片提出了更高的要求。另外，外围电路模块的选择也会对主控芯片的选择带来影响。这样，在实际设计时就需要根据情况选择合适的单片机型号。

10.3.2　显示、键盘输入模块

显示模块的设计可以选用两种方案，一种是数码管显示，另一种是液晶显示屏（LCD）显示。数码管显示方案占用的单片机接口太多，显示的信息量太少，需要循环显示，且占用了太多程序资源，另外还需要增加数码管的驱动电路，增加了系统设计的复杂性。对于竞赛而言，采用这种方案是最愚蠢的解决办法。采用 LCD 显示是最好的办法，具有功耗低、无辐射危险、平面直角显示以及影像稳定等优点。LCD 具有可视面积大，画面效果好，既可显示图形，也可显示汉字，分辨率高，抗干扰能力强，显示内容多等特点。此外，LCD 的人机交互界面友好，可与单片机可直接相连，电路设计简单。基于以上分析，只需要一片大屏幕液晶显示屏 RT12864 – M 就可以实现显示要求。

键盘输入模块的设计要根据题目要求，选择按键的数量及排列结构。题目中对路灯的控制存在多种模式，既有手动的也有自动的，因此至少需要一个选择按键；题目还要求能对路灯的自动开关灯时间进行控制，又至少需要两个按键：选择按键键和控制按键；另外，多种模式之

间的切换以及时间设定的确认，都需要一个确定按键。这样一来，对于键盘电路来说，就至少需要4个按键，其他功能的实现可以借助按键的重复使用，在键盘程序中编写合适的键盘子程序即可。当然也可以使用多个按键分别来实现多种功能，如时间设置可采用3个不同按键分别设置“时”、“分”、“秒”，多按键的键盘程序中，按键功能的逻辑关系相对比较简单。在竞赛中，也可以选用现成的键盘，如常用的4×4矩阵键盘。这种键盘可直接实现按键输入，成本低，可与单片机直接相连，电路设计简单，程序编写容易，学生也比较了解。具体电路如图10.6所示，以低4位作为输入线，高4位作为输出线，分别连接到单片机的I/O接口。

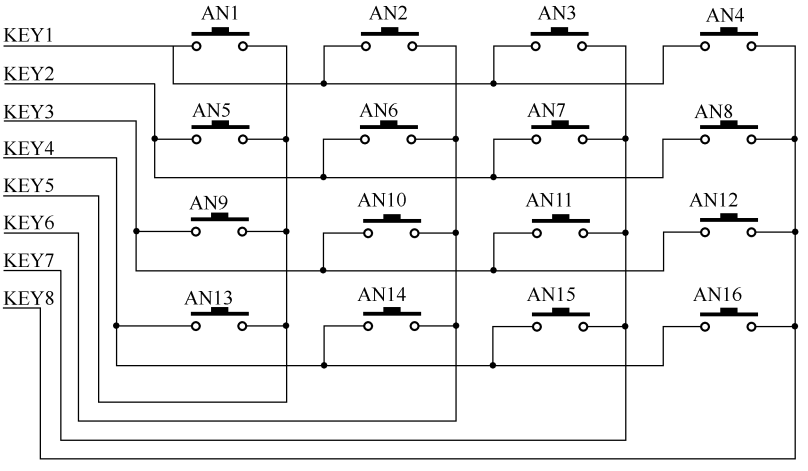


图10.6　单片机控制4×4矩阵键盘电路图

通过按键调节和设定路灯的开关时间，可控制整条支路按时开灯和关灯，并在液晶显示屏上显示出相应信息。

10.3.3　时钟模块

方案一：单片机用延时中断自己计数。本方案程序复杂且计时的时间十分有限。

方案二：使用时钟芯片DS1302，本方案编程简单，计时可长达十年之久。DS1302功能比较单一，也不是标准接口，但价格很便宜，约1元（大部分为国产）。

方案三：使用PHILIPS公司的多功能时钟/日历芯片PCF8563，其内含I^2C总线接口功能，功耗极低，具有多种报警功能、定时器功能、时钟输出功能以及中断输出功能，可完成各种复杂的定时服务，甚至可为单片机提供看门狗功能，内含复位电路、振荡器电容和掉电检测电路。工作电压范围宽1.0~5.5V，复位电压标准值$V_{low}=0.9V$，可编程时钟输出频率为32.768kHz、1024Hz、32Hz和1Hz。PCF8563的价格相对于DS1302要贵些，大概2~3元钱。

10.3.4　环境明暗检测与自动开关灯

方案一：直接用光敏电阻串联电阻，检测信号送单片机的P1.0口。光敏电阻器又称光导管，在特定光的照射下，其阻值迅速减小，可用于检测可见光。在不同的光强下，光敏电阻的电阻值会发生明显变化，光敏电阻器是利用半导体的光电效应制成的一种电阻值随入射光的强弱而改变的电阻器；入射光强，电阻减小，入射光通过检测不同光强下电阻值的变化量来控制路灯的开和关。

当光线充足时光敏电阻阻值小，P1.0 口输入高电平；当光线不足时光敏电阻阻值升高，P1.0 口输入低电平。这种方法设计简单，制作容易。但光敏电阻比较敏感，我们所使用的单片机高电平门限较高，在保护单片机的情况下，高电平区间较短，容易误判。

方案二：在方案一的基础上加入电压比较器，如图 10.7 所示为方案二的光敏电阻检测环境明暗变化的电路。

比较器同相端电压大于反相端电压时，输出高电压，反之输出低电压。此方法将触发高低电平的门限电压变为 R2 与 R3 共同控制的任意电平，从而扩大了高电平区间。

10.3.5 声光报警模块

当系统出现故障时，单片机控制蜂鸣器发出警报声，同时报警指示灯也会点亮，电路图如图 10.8 所示。

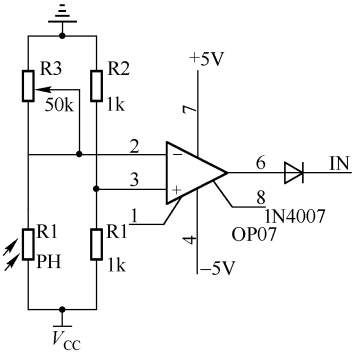


图 10.7 光敏电阻检测环境明暗变化的电路

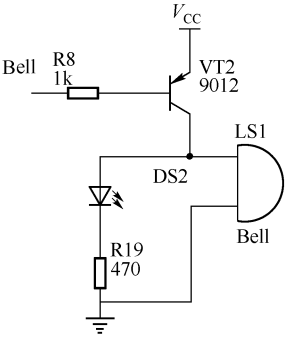


图 10.8 声光报警电路

10.3.6 路灯故障检测模块

方案一：按照 LED 短路和断路时的状态直接设计路灯故障检测电路，电路如图 10.9 所示。

当 LED 短路时，V_{in} 直接接地，V_{out} 输出低电平。当 LED 断路时，三极管 VT1 基极输入电流增加，VT1 导通，V_{in} 电压被拉低，使输出 V_{out} 为低电平。只有 LED 正常工作时，V_{out} 输出为高电平。此电路检测 LED 短路故障没有问题，但是要检测 LED 因断路发生故障时，需要合理设置输入电压 V_{in} 与使三极管 VT1 导通时其基极电压之间的数值关系，否则达不到检测 LED 故障的效果。

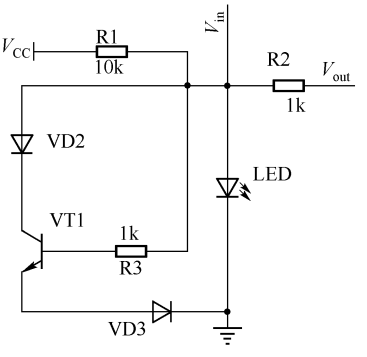


图 10.9 路灯故障检测电路

方案二：光敏电阻检测路灯故障。同样可采用图 10.7 所示的电路。当 LED 灯亮度减弱到一定程度时，单片机控制报警电路发出报警，并显示故障路灯地址编号。

10.3.7 物体检测模块

该模块需要检测可移动物体的位置，并根据物体的移动进行路灯开关的自动控制，提高电能的利用率。

方案一：模拟电子警察在路灯上安装红外光电传感器。此方案造价较高，功耗较大。

方案二：在小车上安装红外发射器，在路面安装红外接收器。当检测物体通过时给单片机信号，通过单片机自动调节各支路的灯状态。本方案造价低，功耗低，但小车走偏后不易触发，并且与实际有所偏差。

方案三：采用超声波测距。模块利用超声波的测距原理可以判断道路中有没有物体通过，此方案不存在光线干扰问题，但是涉及大量的模拟电路，调试复杂，而且对超声波功率设定也没有一定标准。CPU 需要处理大量数据，速率低。

方案四：在路面安装反射型红外光电传感器。该传感器具有体积小、灵敏度高、线性度好、性能稳定等特点；测量距离能满足要求，造价低、功耗低且容易触发。

基于以上分析，如果选择方案三会加大硬件设计难度，而且超声波的范围很广，难以实现物体标志位与测量点的垂直距离小于等于 2cm 的要求。选择方案四则可以很容易克服超声波带来的困难，可以方便地实现题目要求。反射式光电传感器探测距离远、灵敏度高，当传感器检测到可移动物体时，传感器给单片机信号，然后单片机对路灯进行合理控制，达到题目的要求。

10.3.8 LED 恒流驱动及调光模块

系统采用 1W LED 作为控制光源，它的节能性使它正逐步代替传统路灯的光源，成为现代化路灯的发展方向。LED 驱动不管用开关式还是线性调节器实现，其思路都是用驱动电路来控制光的输出。一些应用只是简单地实现“开”和“关”的功能，但是更多地应用需求是要实现光的亮度从 0～100% 可调，而且经常要有很高的精度。设计者主要有两个选择：线性调节 LED 电流（模拟调光）；或者使用开关电路，以相对于人眼识别力来说足够高的频率工作，来改变光输出的平均值（数字调光）。使用脉冲宽度调制（PWM）来设置周期和占空度可能是最简单的实现数字调光的方法。

至于 LED 的驱动电路，由于单片机输出的电压电流都无法驱动大功率 LED 达到它的额定功率，所以需要搭建一个程控恒流源，来驱动大功率 LED 发光。

方案一：采用通用的 LM317 自制恒流源。采用 LM317 组成的恒流源对每一支路提供独立恒流供电，LED 恒流驱动及调光电路如图 10.10 所示。LM317 内阻小，噪声极低，输出纹波小且芯片具有过热、过流、短路保护功能。用 LM317 设计恒流源简单稳定，能满足系统的设计要求，输出恒电流为

$$I_{\text{out}} = \left(\frac{V_{\text{ref}}}{R_1}\right) + I_{\text{adj}} = \frac{1.25\text{V}}{R_1}$$

根据题目要求，恒流源输出功率能在规定时间内按设定要求自动减小，该功率应能在 20% ～100% 范围内设定并调节，调节误差≤2% 。为保证达到指标要求，在恒流源电路设计时，我们采用 PWM 控制 NPN 三极管的通断来实现此指标。

方案二：采用开关式恒流源。开关式恒流源具有高可靠性、低功耗、低噪声、抗干扰等特点。此类恒流源电路的区别主要是所选择的控制芯片不同，市面上这类控制芯片很多，在此就不一一列举，只分析几种典型的电路。

1. 采用 SN3350 的 LED 恒流驱动电路

采用 SN3350 的 LED 驱动电源电路，其具有输出 350mA 恒流的特性，稳定度高，且具

有过压保护、过温保护、体积小和外围电路简单等特点，能较好的满足系统的设计要求。

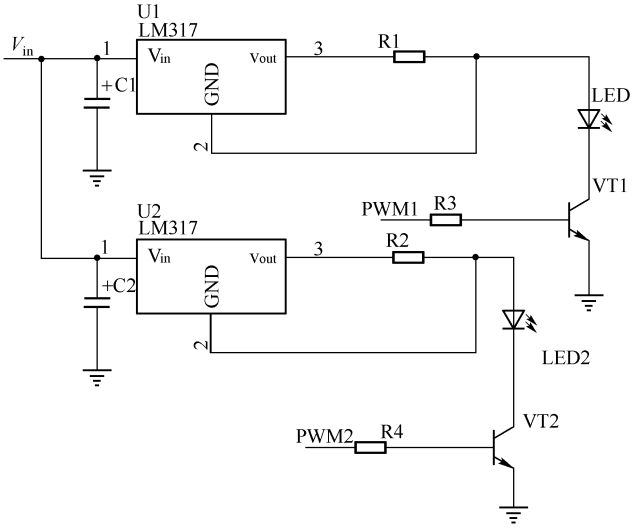


图 10.10　LED 恒流驱动及调光电路

SN3350 输入电压为 6～40V，输出电流最大可达 700mA，图 10.11 为该恒流驱动电路。

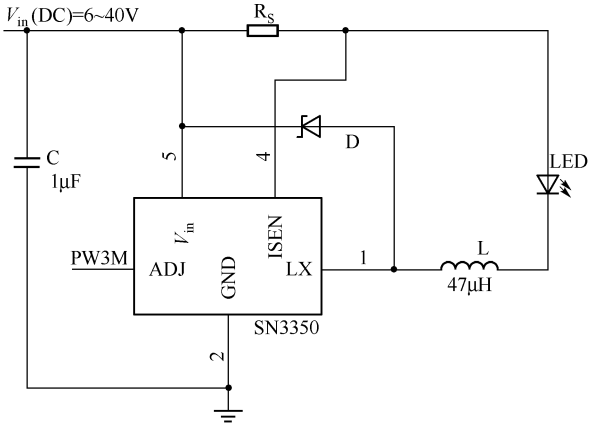


图 10.11　采用 SN3350 的 LED 恒流驱动电路

由 SN3350 的数据资料可知，输出电流与检测电阻 R1 有关，二者关系为 $I_{out}=0.1/R_1$（$R_1>0.13\Omega$）。通常情况下，R1 是特定阻值，根据相应额定输出电流 333mA，该系统选择特性阻值为 0.3Ω。由 SN3350 的特性曲线知，当外围电路电阻为 0.3Ω，电感为 47μH 时，输出效率较高，节能性能最好，电路所需器件少，设计简单，性价比高。且 SN3350 内置过流保护，当出现异常情况使电流过大时，该芯片可启动内置保护，保护 LED。

驱动电源输出功率能在规定时间按设定要求自动减小，可由单片机发出 PWM 控制信号，输入到恒流源芯片 SN3350 的 3 脚，调节输出电流，从而控制输出功率。该模式下，只需要单片机控制 PWM 即可实现在 0～100% 范围内调光，实现路灯的无级亮度调节，远超出题目中 20% ～100% 范围内调光的要求。

2. 采用 PT4115 的 LED 恒流驱动电路

PT4115 最大输出电流为 1.2A，并可以分别设置为 300mA、700mA、1A 等恒流值，适合

不同功率等级的 LED 灯，扩展性较强。PT4115 的效率高达 97%，并具有模拟 PWM 调光功能，可获得高达 5000：1 的 PWM 调光比，输入电压范围为 8～30V，击穿电压大于 45V。其典型应用电路如图 10.12 所示，电路比较简单，PT4115 芯片是国产芯片，在国内市场很容易买到，并且与 SN3350 兼容。

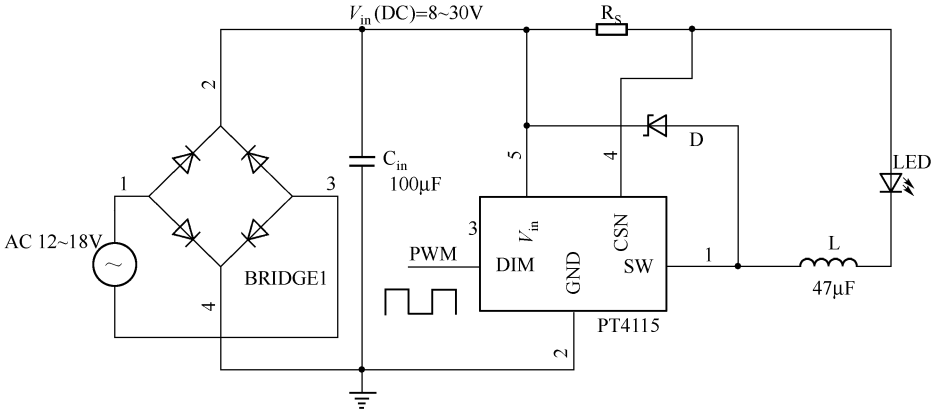


图 10.12　PT4115 的典型应用电路

3. 采用 CAT4101 的 LED 恒流驱动电路

CAT4101 用于高亮 LED 的恒流驱动，最大电流可达 1A，在满负载条件下，输出电压跌落小于 0.5V，且不需要电感，降低了噪声，减少了元器件数量。其 LED 引脚的最高承受电压为 25V，具有欠压保护功能，当输入电源电压低于 2V，欠压保护电路动作，使输出为零。可在芯片的 PWM/EN 引脚引入额外的 PWM 信号调节 LED 的亮度。其典型应用电路如图 10.13 所示，电路十分简单，不过芯片 CAT4101 在国内市场不是很容易买到。

LED 的恒流值可通过与芯片的 RSET 引脚相连接的外部电阻 R_{set} 调节。在不同的恒流值下，与 R_{set} 引脚连接的外部电阻阻值也不一样，表 10.1 为几种典型恒流值下，外部电阻 R_{set} 的取值。

$$I_{led} \cong 400 \times \frac{1.2V}{R_{set}}$$

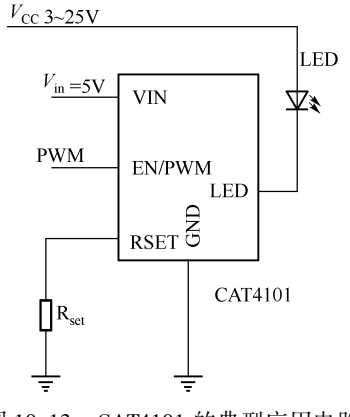


图 10.13　CAT4101 的典型应用电路

表 10.1　不同恒流值下，R_{set} 的取值

LED 电流（mA）	R_{set}（Ω）
100	4870
350	1470
700	750
1000	549

10.3.9 控制器设计

若设计的总体方案选用方案二：单控制器控制整个路灯系统，控制器的 MCU 采用 STC12C5A60S2 单片机，其主控电路如图 10.14 所示。

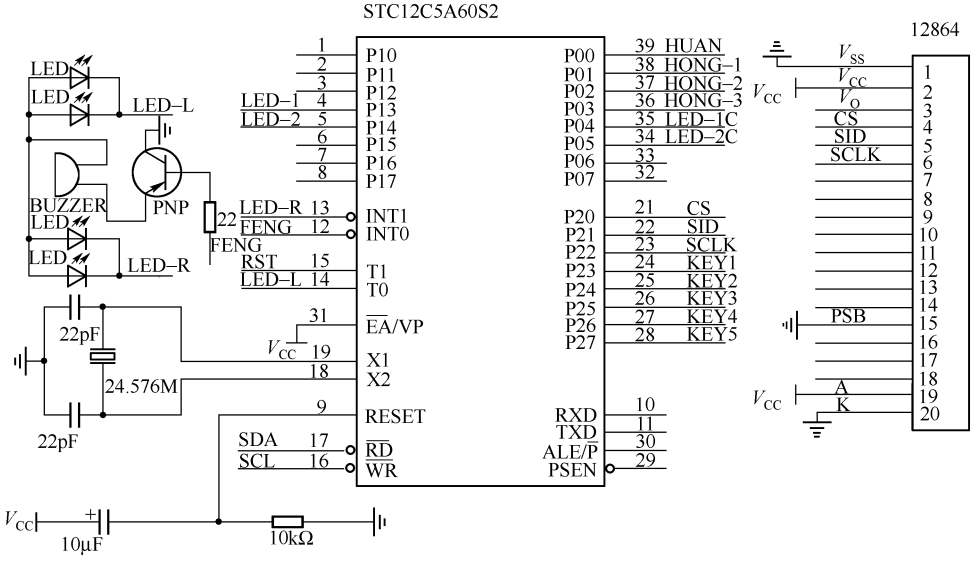


图 10.14　单控制器式主控电路原理图

由单片机控制两组工作模式：手动模式和自动模式。手动模式完成开关灯的时间设定。自动模式实现系统根据交通情况自动调节亮灯状态；根据环境明暗变化，自动开灯和关灯；能在规定时间内，使路灯的输出功率按设定要求自动减小，可用单片机产生 PWM 控制信号，调节 PWM 的占空比变化从而调节灯的亮度。

若设计的总体方案选用方案一——主从控制器式控制系统，主控制器的 MCU 采用 STC89C52 单片机，从控制器的 MCU 采用 STC89C51 单片机，其主控制器电路原理图如图 10.15所示，从控制器电路原理图如图 10.16 所示。主从控制器之间采用直接通信方式，其电路连接形式如图 10.17 所示。

单片机在通信时，串口设置成 9 位通信。多机通信主要靠 SCON 寄存器中的 SM2 位来控制。当 SM2 = 1 时，从机只有在接收到的第 9 位数据为 1 时，才把 RI 置位。当 SM2 = 0 时，不管接收到的第 9 位数据为 1 还是为 0，都会置位 RI。通信过程中，主机发送一个字节的地址数据，注意在发送数据时，要把发送的第 9 位数据置 1。从机全部接收到这个地址数据，由于通信初期各从机的 SM2 位为 1，所以每个从机都能得到这个地址数据，从机接受到这个地址数据后与自己分配到的地址进行比较，如果相同，那么就把自己的 SM2 位置 0，准备接受数据。然后主机发送数据，在发数据时，第 9 位数据要为 0，这样才能让唯一的从机（SM2 置 0 的从机）接收到这些数据。通信完成后，从机要把 SM2 位重新置 1。

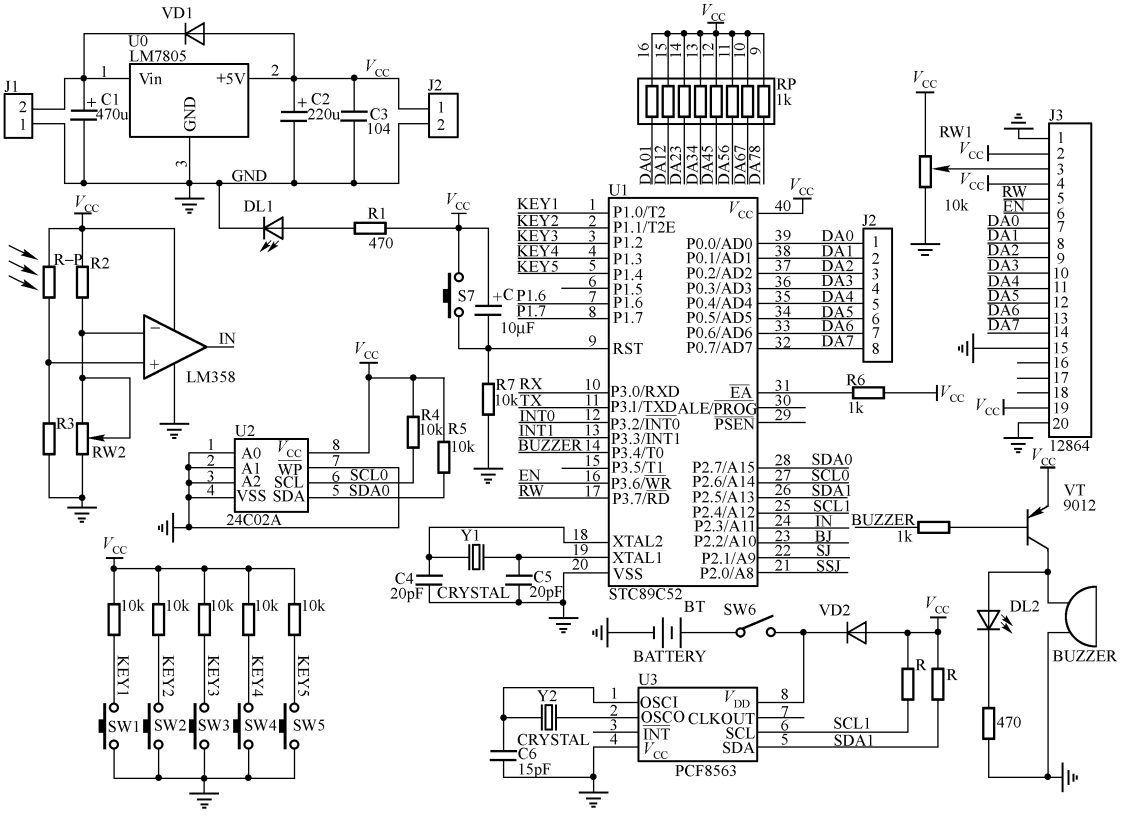


图 10.15　主单片机电路原理图

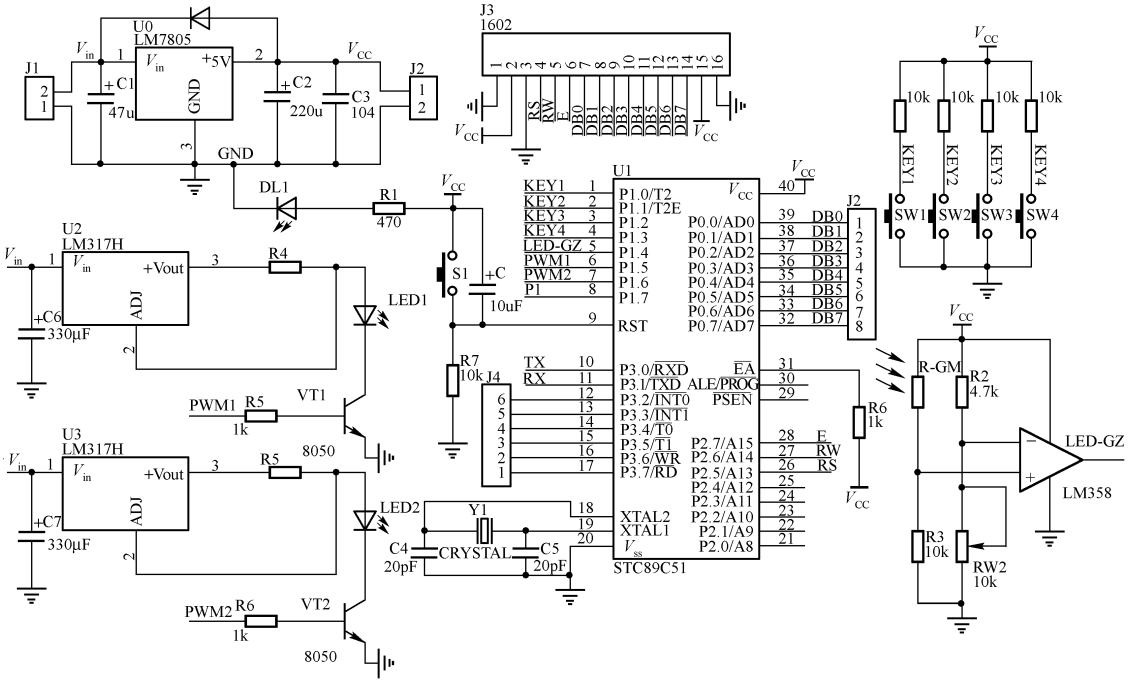


图 10.16　从单片机电路原理图

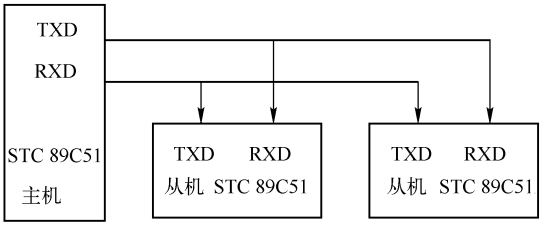


图 10.17　主从控制器之间的通信连接示意图

主从式控制系统中主从单片机的主程序流程图如图 10.18 所示。主机在启动后，初始化各模块，时钟计时开始。随后进行键盘扫描，若有按键按下，立即执行键盘子程序，完成模式选择、开关灯时间设置；若无按键按键，则进入光控和时控程序。之后主机判断从机是否有故障信号发来，若有则驱动声光报警，若无则继续向下执行，进入交通情况判别与控制从机开关灯程序。显示屏上可直接显示开关灯时间、故障灯的地址编码。

从机启动后，先进行初始化，进入键盘扫描子程序，通过按键可修改相应变量。随后从机检测路灯是否存在故障，若有，向主机发送故障信号；若无，向下执行 PWM 调光程序，在规定时间内调节 LED 路灯的亮度。

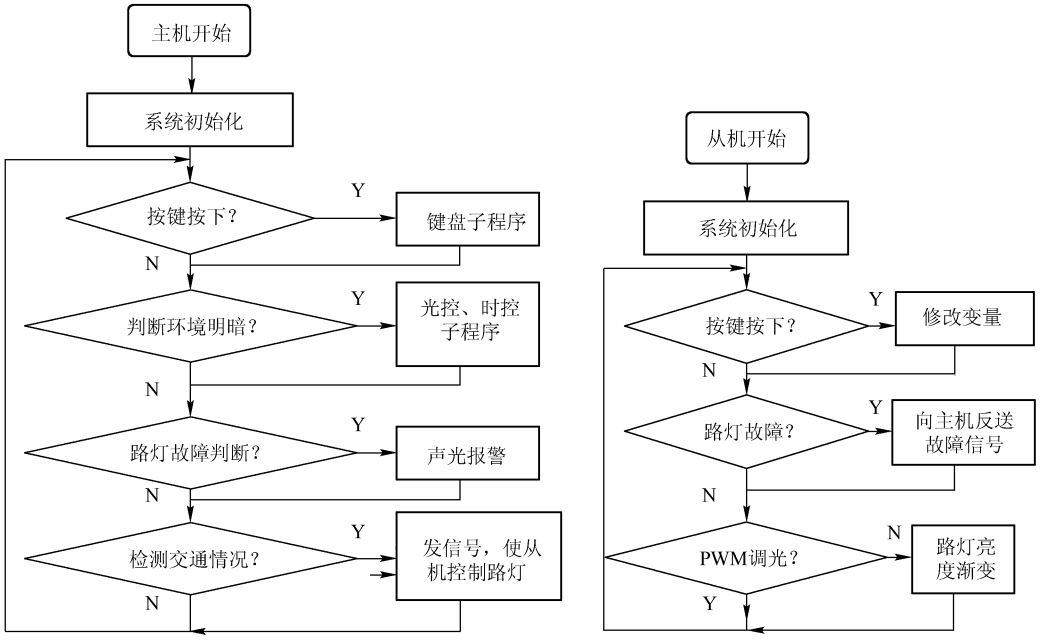


图 10.18　主从单片机的主程序流程图

10.4　简单可行的解决方案

仔细分析题目要求，会发现设计只需要完成一个简单的模拟路灯控制系统，仅针对两个路灯进行控制。若选用合适的支路控制器，则可完成题意中支路控制与单元控制的任务，也就是说仅用一个单片机即可完成题目要求。为了方便起见和实现 LED 路灯的无级调光功能，

可选用带用 PWM 输出端口的单片机作为主控芯片。由于需要采集的模拟量并不是很多，在此选用 8 位单片机即可，因此选用 STC12C5A60S2 单片机。

STC12C5A60S2 是宏晶科技生产的单时钟/机器周期（1T）的单片机，是高速、低功耗、超强抗干扰的新一代 8051 单片机，指令代码完全兼容传统的 8051，但速度快 8～10 倍。此单片机工作频率范围宽至 0～35MHz，内部集成 MAX810 专用复位电路，两路 PWM，8 路高速 10 位 A/D 转换，包含 60kB Flash 和 1280 字节的 RAM；能输出稳定的 PWM 信号，并适合于多任务模式工作；具有低功耗模式，可在系统正常工作的情况下，减轻单片机的负担，不仅节能，而且能增加系统寿命。在实际应用中若存储空间不够，还可使用此单片机的 EEPROM 进行扩展。

STC12C5A60S2 系列单片机的内部结构框图如图 10.19 所示。STC12C5A60S2 单片机中包含中央处理器（CPU）、程序存储器（Flash）、数据存储器（SRAM）、定时/计数器、UART 串口、串口 2、I/O 接口、高速 A/D 转换、SPI 接口、PCA、看门狗及片内 R/C 振荡器和外部晶体振荡电路等模块。STC12C5A60S2 单片机几乎包含了数据采集和控制中所需的所有单元模块，可称得上是一个片上系统。

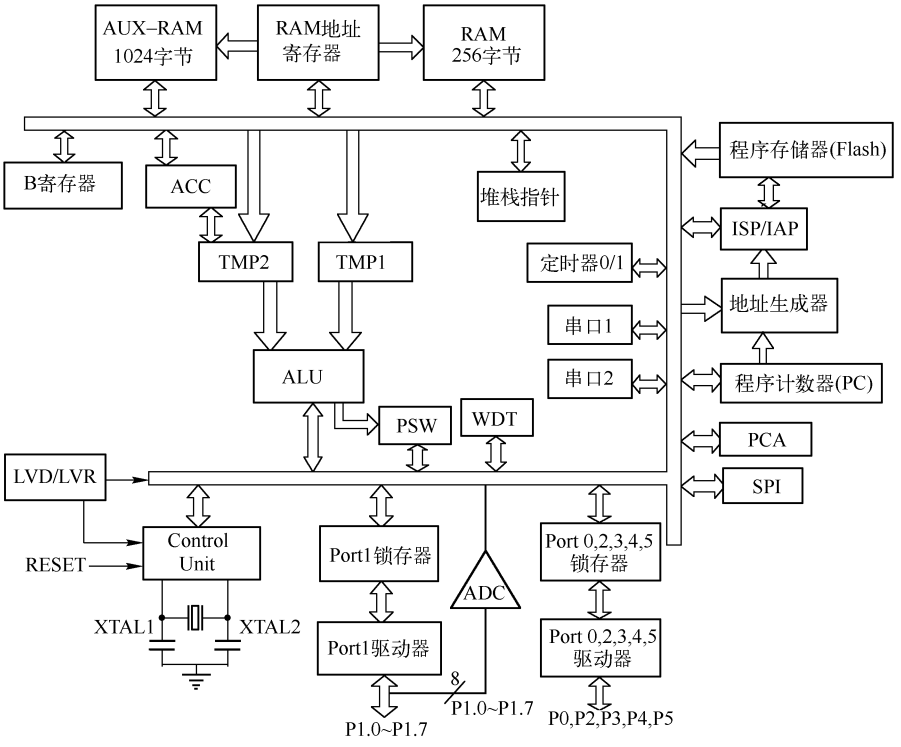


图 10.19　STC12C5A60S2 单片机的内部结构框图

10.4.1　系统总体方案设计

系统构成与 10.3 节的方案基本相同，只是把 10.3 节中单元控制器和 PWM 调光功能等集合在一个单片机上实现，同样包括按键输入模块、时钟模块、显示模块、声光报警装置、环境明暗检测模块、路灯故障检测模块、交通状况监测模块、LED 恒流驱动模块和调光控制模块等。系统总框图如图 10.20 所示。

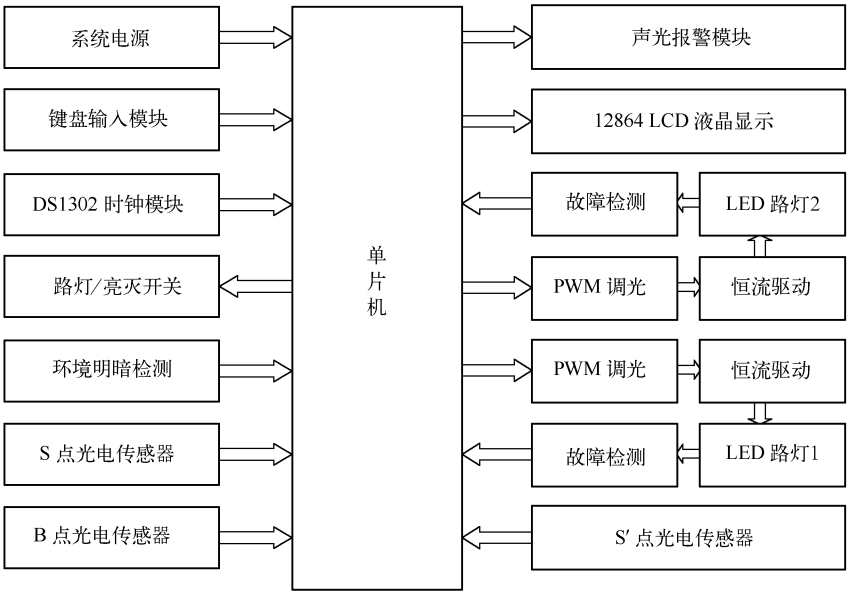


图 10.20　系统总框图

控制器的时钟采用精确的时钟芯片 DS1302，编程简单，计时时间长，经久耐用。键盘部分使用 5 个普通的按键完成菜单的选择及各项设置。显示部分使用支持中文显示的 12864 液晶显示屏。

移动物体的检测采用对射式收发一体的光电传感器采集物体运动所产生的信号，再由支路控制器系统对信号进行处理，实现对路灯的合理控制。环境明暗检测采用最容易实现的光敏电阻分压的方式，支路控制器采集分压值，经单片机处理后以控制路灯的变化。

10.4.2　系统硬件电路设计

1. 支路控制器设计

支路控制器的 MCU 采用 STC12C5A60S2 单片机，其外围电路如图 10.21 所示。根据题目要求，由单片机控制两组工作模式：手动模式和自动模式。

手动模式中可以设定开/关灯时间，开/关灯时间记录在单片机中，与从时钟芯片 DS1302 读取的数据对比，从而实现用时间控制开/关灯。

自动模式中的功能分为三项：根据交通情况，根据天气情况，随时间渐变。根据交通情况：路面下装有光电对管，从而判断小车的位置，由单片机判断 LED 灯亮灭；根据天气情况：由光敏电阻将环境明暗信息传入单片机进行判断；随时间渐变：由单片机控制 PWM 信号的占空比变化，从而调节灯的亮度。

2. 显示、按键输入电路设计

键盘部分使用 5 个普通的按键完成菜单的选择及各项设置。显示部分使用支持中文显示的 12864 液晶显示屏。为方便键盘操作，设计了一个简易的操作界面。键盘电路及其控制模式框图分别如图 10.22 和图 10.23 所示。

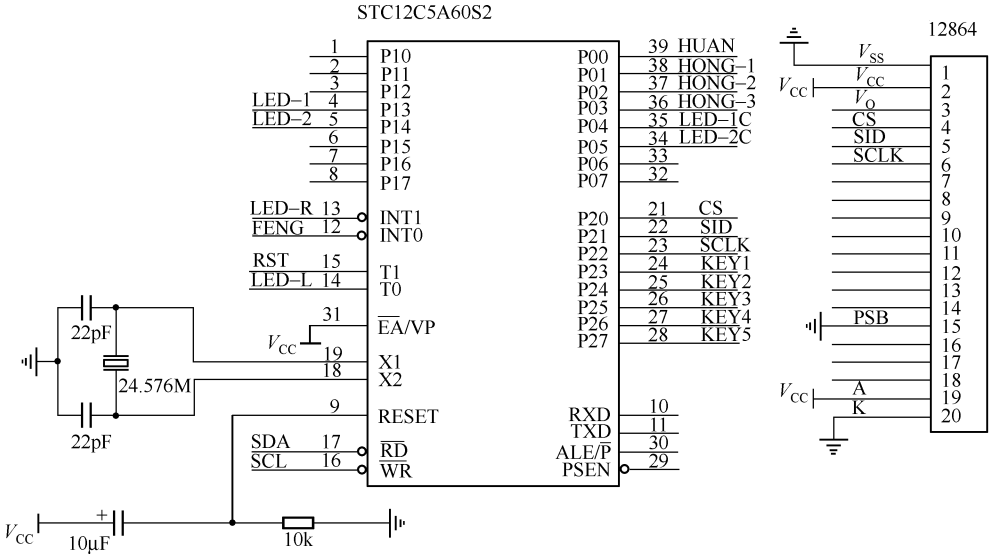


图 10.21　支路控制器原理图

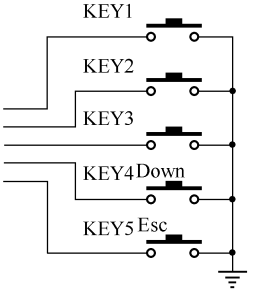


图 10.22　键盘电路

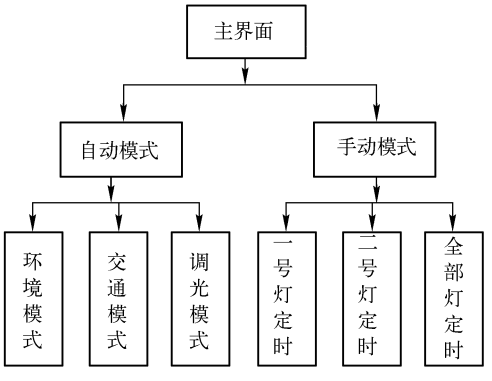


图 10.23　键盘电路控制模式框图

3. 时钟电路与自动开/关灯设计

为实现精确的时钟功能并节省单片机 I/O 接口资源，时钟电路采用高精度时钟芯片 DS1302。该芯片线路简单、体积小，易于操作且价格低廉；其工作功耗很低，保持数据和时钟信息时功率小于 1mW。实际制作时，在 DS1302 的 V_{CC1} 引脚增加了一节电池，从而使 DS1302 掉电后仍能保持数据和时钟信息。时钟电路如图 10.24 所示。

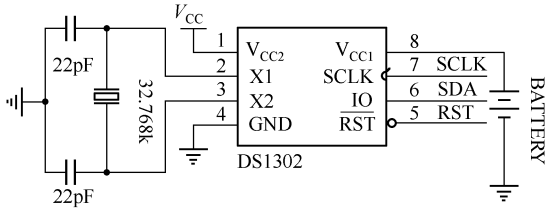


图 10.24　时钟电路

定时开/关灯：单片机每秒读取 DS1302 一次，然后与设定值比较，相同时执行相应的开/关灯控制程序。

DS1302 是美国 DALLAS 公司推出的一种高性能、低功耗、带 RAM 的实时时钟电路，它可以对年、月、日、时、分、秒进行计时，具有闰年补偿功能，工作电压

为 2.5 ~ 5.5V。采用三线接口与 CPU 进行同步通信，并可采用突发方式一次传送多个字节的时钟信号或 RAM 数据。DS1302 内部有一个 31 ×8 的用于临时性存放数据的 RAM 寄存器。DS1302 是 DS1202 的升级产品，与 DS1202 兼容，但增加了主电源/后背电源双电源引脚，同时提供了对后背电源进行涓细电流充电的能力。另外该芯片有备份电源引脚，在断电后仍能工作，以保证时钟的准确性。DS1302 与单片机之间能简单地采用同步串行方式进行通信，仅需用到 3 个口线：RES（复位）、I/O（数据线）、SCLK（串行时钟）。X1 和 X2 是振荡源，外接 32.768kHz 晶振。RST 是复位/片选线，通过把 RST 输入驱动置高电平来启动所有的数据传送。RST 输入有两种功能：首先，RST 接通控制逻辑，允许地址/命令序列送入移位寄存器；其次，RST 提供终止单字节或多字节数据的传送手段。当 RST 为高电平时，所有的数据传送被初始化，允许对 DS1302 进行操作。如果在传送过程中 RST 置为低电平，则会终止此次数据传送，I/O 引脚变为高阻态。上电运行时，在 $V_{CC} > 2.0V$ 之前，RST 必须保持低电平。只有在 SCLK 为低电平时，才能将 RST 置为高电平。DS1302 存在时钟精度不高，易受环境影响，易出现时钟混乱等缺点。DS1302 可以用于数据记录，特别是对某些具有特殊意义的数据点的记录，能同时记录数据与出现该数据的时间。这种记录对长时间的连续测控系统结果的分析及对异常数据出现的原因查找具有重要意义。传统的数据记录方式是隔时采样或定时采样，没有具体的时间记录，因此只能记录数据而无法准确记录其出现的时间；若采用单片机计时，一方面需要采用计数器，占用硬件资源，另一方面需要设置中断、查询等，同样耗费单片机的资源，而且，某些测控系统可能不允许。但是，如果在系统中采用时钟芯片 DS1302，则能很好地解决这个问题。

4. 环境明暗检测电路设计

环境明暗检测电路采用光敏电阻与电压比较器实现，电路图如图 10.7 所示。光敏电阻用于感应环境的明暗，OP07 用作电压比较器，OP07 正负电源用 +5V 与 -5V 电源供电。这样，OP07 输出高电平的时候略小于 5V，可以直接和单片机相连。检测信号送入单片机的 P1.0 口。当光线充足时光敏电阻阻值小，P1.0 口输入高电平；当光线不足时光敏电阻阻值升高，P1.0 口输入低电平。

放大器 OP07 同相端和反向端电压的计算公式分别为

$$V_+ = 5 \times (R_3 / R_2 + R_3)$$

$$V_- = 5 \times (R_1 / R_1 + R_4)$$

当同相端电压大于反相端电压时，输出端输出高电平；同理，当同相端电压小于反相端电压时，输出端输出低电平。此方法将触发高低电平的门限电压变为 R2 与 R3 共同控制的任意电平，从而扩大了高电平区间。

5. LED 故障检测电路设计

实际上比较简单的 LED 检测电路，就是沿用环境明暗检测电路的设计思想，电路图也相仿，这样在竞赛中就减少了部分电路设计时间。换句话说，在竞赛中要尽量用自己熟悉擅长的电路实现题目要求。具体实现方法就是在 LED 路灯附近加装光敏电阻，用于检测路灯故障。在控制上需要做一个延时，开灯延时一段时间，再判断光敏检测电路输出是否正常。当 LED 灯发生故障时，单片机控制报警电路发出报警，并显示故障路灯的地址编号。

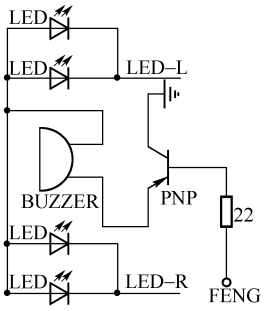


图 10.25　声光报警电路

6. 简易声光报警电路设计

当 LED 路灯出现故障时，故障检测电路向单片机发送检测信号，单片机处理后发出控制信号，控制蜂鸣器发声与 LED 灯闪烁。声光报警电路如图 10.25所示。设计时在控制板上设置了报警显示灯，左边的红色 LED 灯闪烁，表明一号路灯故障；右边的绿色 LED 灯闪烁，表明二号路灯故障。

7. 根据交通情况自动亮灯电路设计

如果将传感器装在灯上将大大增加传感器的检测距离，成本与功耗都将提高，同时由于距离增加了传感器误判的概率。题目要求可移动物体上定点与过“亮灯状态变换点”垂线间的距离小于 2cm，所以设计时在 S、B、S′点安装上了反射式红外光电传感器，具体如图 10.26 所示，即在图中的圆圈处安装传感器。

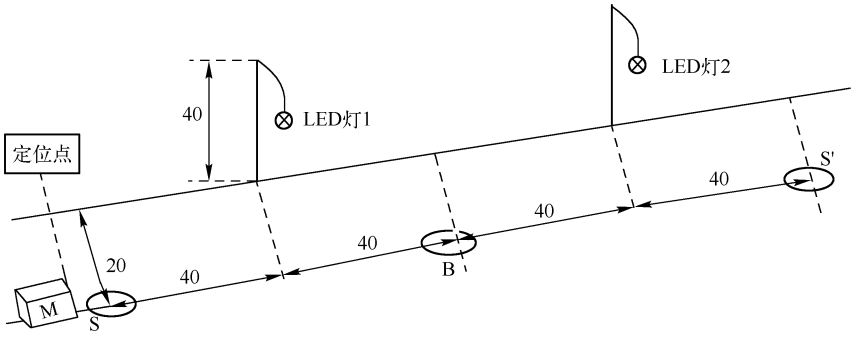


图 10.26　传感器安装位置示意图

在竞赛期间，可移动物体采用现成可用的小车，当然也可以采用其他可移动物体，用小车会增加作品的观赏性。当小车首先触发 S 点传感器时，单片机控制程序打开 LED 灯 1，方向定为正；触发 B 点传感器时，关闭 LED 灯 1，打开 LED 灯 2；触发 S′点传感器时，LED 灯 2 关闭。

当小车首先触发 S′点传感器时，单片机控制程序打开 LED 灯 2，方向定为正；触发 B 点传感器时，关闭 LED 灯 2，打开 LED 灯 1；触发 S 点传感器时，LED 灯 2 关闭。

红外光电传感器电路如图 10.27 所示。当有物体接近时，将红外线光电传感器发射的红外线反射到其接收端使其导通，从而将 OUT 端电压拉低，形成一个低电平的触发信号。

8. 系统供电电源与 LED 恒流驱动电路设计

系统 ±5V 供电电源由工频变压器变压、整流滤波后接 LM7805 与 LM7905 产生。LED 灯恒流驱动电源主要由降压型开关稳压器 LM2576 与恒流驱动芯片 PT4115 构成，AC 220V 经变压整流后输入 LM2576，稳压输出适于 PT4115 的输入电压。LM2576 输出电压范围为 15V，并具有 3A 带载能力。PT4115 最大输出 1.2A 电流，并可以分别设置为 300mA、700mA、1A 等恒流值，适合不同功率等级的 LED 灯，扩展性

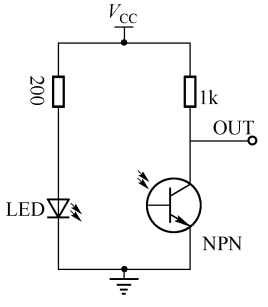


图 10.27　红外光电传感器电路

较强。PT4115 的效率高达 97%，并具有模拟 PWM 调光功能，高达 5000：1 的 PWM 调光比，输入电压范围为 8～30V，击穿电压大于 45V。本部分电路性价比高，自制电源与 LED 灯恒流驱动电源电路如图 10.28 所示。

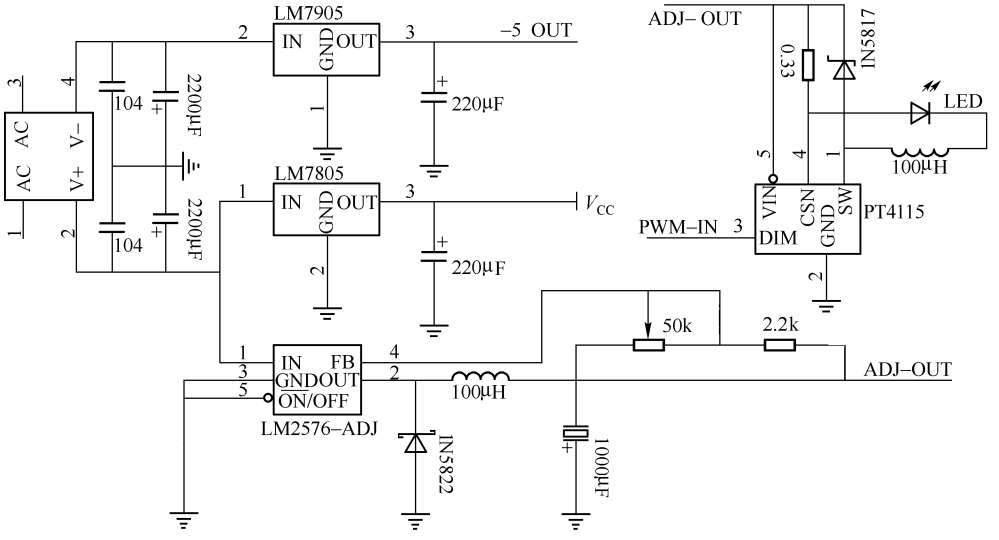


图 10.28　自制电源与 LED 灯恒流驱动电源电路

9. PWM 调光电路设计

单片机输出 24kHz 的 PWM 信号，通过调节占空比，调整输出电流，从而控制 LED 灯的亮度。

LED 灯随时间渐变的功率可表示为下式：

$$\text{当前功率} = \left(100\% - \frac{\text{设定功率百分比}}{\text{设定时间}} \times \text{进行了的时间}\right) \times 1\text{W 功率}$$

功率与 PWM 信号占空比成线性关系，所以上式又可写成：

$$\text{当前功率} = \left(100\% - \frac{\text{设定功率百分比}}{\text{设定时间}} \times \text{进行了的时间}\right) \times 1\text{W 功率时的占空比}$$

可见，通过控制 PWM 的占空比，可以很容易地改变 LED 灯的当前功率。

10.4.3　系统软件设计

系统程序是在 Windows XP 环境下采用 Keil μVision2 软件编写的，程序语言采用 C 语言。C 语言本身带有各种函数库，算术运算能力较强。程序可实现支路控制器对两盏 LED 路灯的独立控制、对光电传感器输入信号的处理、对按键输入的查询、输出显示及声光报警指示等功能。系统控制程序流程图如图 10.29 所示。

当系统通电后，LCD 上显示开机界面，单片机对键盘进行扫描。当“1”键被按下时，LCD 换屏并显示模式选择页面内容；利用按键选择 LED 路灯 1 或路灯 2，确认后，LCD 换屏并显示路灯 1 或路灯 2 的定时界面；利用按键设定好定时时间，确认后，单片机调用定时子程序，当定时时间到，自动开/关灯。

当“2”键被按下时，单片机重新进入键盘扫描程序，若此时发现“1”键被按下，单

片机接着判断有没有“5”键被按下。若有，再次进入键盘扫描程序；若无，则进入环境明暗检测子程序，单片机根据接收到的环境明暗检测电路发来的高/低电平，给 LED 赋值，控制路灯开/关灯。

当“2”键被按下时，扫描键盘，若再次按下“2”键，单片机接着判断有没有“5”键被按下。若有，又进入键盘扫描程序；若无，则进入交通情况检测子程序，判断可移动物体的移动方向，并定义“正向”还是“反向”。随后单片机检测 S 点、B 点、S′点光电传感器的信号，分别给 LED1 和 LED2 赋值，控制两路灯开/关灯及次序。

当“2”键被按下时，扫描键盘，若按下“3”键，单片机判断此时有没有“5”键被按下。若有，进入键盘扫描程序；若无，则进入 PWM 调光子程序，使用按键调整 PWM 信号的占空比，每次步进为 1%，调光范围满足题目中要求的调光范围 20% ~100%。

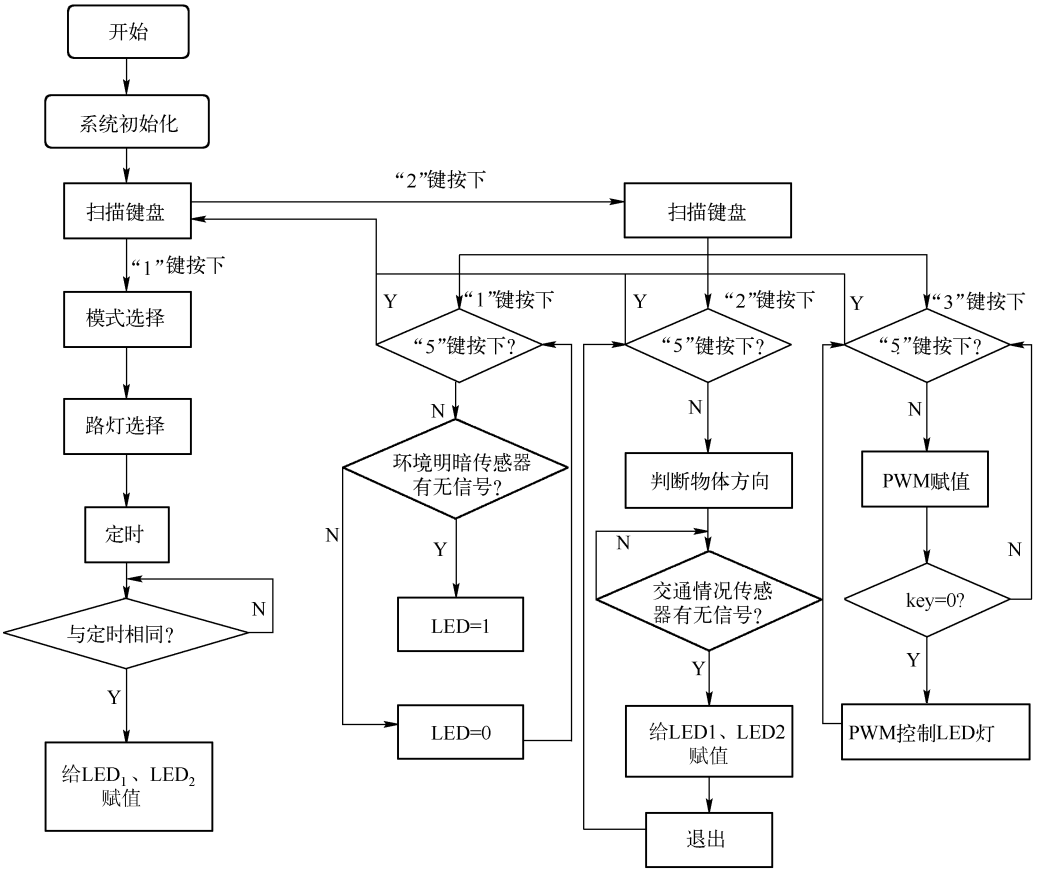


图 10.29　系统控制程序流程图

10.4.4　测试结果与分析

1. 功能测试结果与分析

通过测试，系统可以准确地实现分别定时开/关两盏 LED 路灯，也可以同时控制两盏 LED 路灯同时开/关灯。当用手盖住用于环境明暗检测的光敏电阻时，能够自动开灯，拿开

后自动关灯。当有物体依次到达S点、B点、S′点，不管是正向或反向行驶时，两盏LED路灯均可以正确的亮/灭。开灯时，盖住路灯故障检测的光敏电阻，控制器能发出声光报警并在LCD显示屏上显示路灯地址编号。控制器能够实现LED灯的调光功能，路灯输出功率能在规定时间内按设定自动减小，该功率能满足在20%～100%范围内设定并调节。

2. 参数测试结果与分析

（1）恒流源输出功率测试与分析

测试工具：电压源，万用表，电流表，秒表，示波器等，测试结果如表10.2所示。

表10.2　恒流源输出功率及效率测试结果

PWM波占空比（%）	功率（W）	输出电流（mA）	效　　率
20	0.005	8	0.85
30	0.018	45.2	0.85
40	0.063	86.1	0.84
50	0.136	127.8	0.83
60	0.246	174.9	0.82
70	0.385	216.6	0.81
80	0.546	256.8	0.81
90	0.754	305.2	0.80
100	0.999	351.5	0.80

由表10.2的测试数据可知，自制的恒流源达到了试题中发挥部分的指标要求，输出功率能在规定时间内按设定要求自动减小，该功率能在20%～100%范围内设定并调节，调节误差小于或等于2%。

（2）交通状况的检测与路灯的控制

可移动物体M上定位点与过“亮灯状态变换点”（S、B、S′等点）垂线间的距离测试数据与相应路灯的亮灭状况测试结果如表10.3所示。

表10.3　交通状况检测与路灯控制测试结果

测试次数		S处情况		B处情况		S′处情况	
		灯的状态	标志与S距离	灯的状态	标志与B距离	灯的状态	标志与S′距离
左到右	第1次	灯1亮	1cm	灯1灭灯2亮	0.8cm	灯2灭	0.8cm
	第2次	灯1亮	0.8cm	灯1灭灯2亮	0.7cm	灯2灭	0.7cm
	第3次	灯1亮	0.7cm	灯1灭灯2亮	0.7cm	灯2灭	0.7cm
右到左	第1次	灯1灭	0.8cm	灯2灭灯1亮	0.8cm	灯2亮	0.7cm
	第2次	灯1灭	0.8cm	灯2灭灯1亮	0.7cm	灯2亮	0.7cm
	第3次	灯1灭	0.7cm	灯2灭灯1亮	0.7cm	灯2亮	0.7cm

由表10.3中的数据可知，无论物体从左到右或从右到左运动，LED路灯都能实现题目基本要求中的指标，而且每次光电传感器检测到物体时，标志位的位置与亮灯状态变换点（S、B、S′）垂线间的垂直距离在0.7～1cm之间，其值都小于2cm。

10.5 实际的解决方案与出现的问题及其根源

试题的实际解决方案如10.4节所述，在此不再赘述。设计基本实现了题目中的基本要求和发挥部分的要求，这也是此方案能获得国家二等奖的根本所在。设计中采用单控制器式解决方案，相对软件程序编译比较复杂，特别是按键功能设置有些复杂。设计中另外一个不尽如人意的地方，就是LED恒流源的设计。起初恒流源控制芯片采用CAT4101，测试效率可达到90%多，但学生对芯片数据手册的理解并不是很透彻，导致一个CAT4101芯片烧坏，因为手头没有多余的CAT4101芯片，无奈之下又买来恒流控制芯片PT4115，由于竞赛中途更换恒流控制方案，时间上很紧张，致使恒流源部分做得很粗糙，最终的成品中恒流源部分的测试效率较低，才80%多。所以，针对竞赛而言，赛前培训很重要，在培训基础内容的同时，也不要忘记一些细节的培训，在此就建议大家在培训中要加上对芯片数据手册的阅读、理解能力培训，尤其是外文的数据手册。

第 4 篇

总　　结

第11章　如何在电子设计竞赛中取得好成绩

在电子设计竞赛中取得比较理想的成绩需要做好以下工作：硬件的基本准备工作，即元器件的准备、基本电路单元的准备、基本软件单元的准备、有针对性地选拔学生与有针对性地培训；充分发挥本校的资源优势，也就是充分发挥指导教师的智慧、发挥指导团队的集体智慧与学科融合、积极培养年轻的指导教师。

11.1　参加电子设计竞赛的基础准备工作

基础准备工作非常重要，如果不做好基础准备工作就是打无准备之仗；同样，没有良好的硬件准备基础就是无米之炊。

1．元器件的准备

基础准备工作的重要组成部分之一就是硬件准备工作。根据历年电子设计竞赛的参赛经验与教训，元器件的准备工作可能决定竞赛题目的选择与最终的成绩。例如，1999 年的测量放大器试题，如果赛前不是已经准备好精密、低噪声集成运算放大器 OP07，很难想象，在当地无法买到相应元器件的条件下（大多数省属高校大致就是这个地理条件），怎么能够取得测试分数居省第一、第二的成绩。参考历届竞赛题目，至少要准备如下元器件。

（1）集成运算放大器类

第一个要准备的是通用运算放大器，如 LM741、LM1458、LM324 等；仅仅有通用运算放大器还不够，还要有精密/低噪声运算放大器，如 OP07，最好是 MAXIM 生产的，其次才是 TI、NS 的，其他公司生产的，至少要和 TI 的数据比较，如果性能在 TI 之下，就不要选择。除此之外，OP07 的单位增益带宽，输出电压摆动速率与通用运算放大器基本相同，也可以在准备 OP07 后不再准备通用运算放大器。

第二个需要准备的集成运算放大器还有优值运算放大器，主要有 TL080、TL082、TL084，这些运算放大器的优点是单位增益带宽明显高于通用运算放大器，至少可以达到 3MHz，在输出电压摆动速率方面，优值运算放大器也明显优于通用运算放大器，可以达到 9～13V/μs，其第三个优点就是输入偏置电流源低于通用集成运算放大器。

第三个要准备的是宽带或高速运算放大器，以适应频率比较高的试题需要。比较好买到的有 OP147，这种运算放大器的最大特点就是单位增益带宽可以达到 10MHz 或更高。

第四个要准备的是低压应用的满幅运算放大器，其名字中的英文 rail-to-rail，国内曾翻译为轨对轨，这种运算放大器的特点是输出电压幅度接近于电源电压，如果试题有对输出电压幅度的要求，同时又有电源电压要求时，满幅运算放大器就是必然的选择。从成本和容易

买到的角度考虑，可以准备圣邦微电子生产的通用类满幅运算放大器 SGM321、SGM322、SGM324。

（2）比较器类

如果采用集成运算放大器用做比较器，其性能将是非常差的，其主要原因是运算放大器是设计成闭环应用的，不需要保证闭环下的稳定，因此，加了深度滞后校正，致使输出电压摆动速率变得极低。专用比较器专用于比较器电路，应用于开环比较器或正反馈的迟滞比较器，不需要考虑闭环的稳定性问题。再有就是比较器的输出电压不是高电位就是低电位，不需要中间的电压状态，因此，输出级采用开路集电极就可以了，这样内部电路将非常简单。这就是通用比较器价格低廉的主要原因。在实际应用中，通用比较器有单比较器 LM311、双比较器 LM393、四比较器 LM339。LM393 和 LM339 的内部单元电路完全相同，输出低电压时的典型灌电流不低于 16mA。LM311 输出低电压时的灌电流不低于 50mA，而且在双电源电压时，可以通过设置输出级的发射极电压实现单极性输出电压。

从电路简单性考虑，对于一般应用采用 LM393 或 LM339 是比较好的选择，如果仅仅需要一个比较器，可以选用 LM393，将两个比较器对应的输入/输出直接并联即可，这时输出灌电流加倍。

（3）集成稳压器类

集成稳压器的准备中，可调正、负电压输出的集成稳压器必须准备，如正电压输出的 LM317 和负电压输出的 LM337。不仅可以用于竞赛试题中的电路应用，也可以用于事先准备为竞赛电路供电的各种输出电压的稳压电源。

如果觉得 LM317、LM337 电路复杂，则必须准备 7805、7905、7812、7912、7815、7915。但是这些集成稳压器输出电压的精度远不如 LM317、LM337。

（4）集成功率放大器类

集成功率放大器不仅用于音频功率放大器还可以用做程控电源等，也可以作为输出功率比较大应用场合下的运算放大器，其电路简单性和电路性能要远比一般的集成运算放大器的扩流电路好得多。需要准备的可以是 TDA2030A、LM1875，这两种音频集成功率放大器的外围电路最简单。比较两个型号的性能，LM1875 比 TDA2030A 要好，可以到 www. national. com 和 www. st. com 网站查这两个器件的具体数据，特别是开环幅频特性与相频特性的比较。

集成功率放大器还需要准备电源电压为 5V，8W 负载时输出功率 1W 的新型集成功率放大器，如本书第 1 章涉及的相关器件，以备特殊应用。

（5）数字电路类

对于一般的电子线路的应用，数字电路分为 TTL、4000 两大系列。可以根据应用人对这两大系列的偏爱选择，从成功性高的角度考虑，应选择 TTL 系列。因为 4000 系列的输入阻抗太高，很容易引进噪声，如果不是应用经验丰富，很容易在应急应用时出现这样或那样的问题，延误时机。

具体型号也应按用户的偏爱和应用可能性的大小确定。

（6）二极管

二极管也是应用最频繁的元器件之一。以下元器件是应该准备的：普通整流管，如 1A 的 1N4007 和 3A 的 1N5408，尽管选择了这两个系列的最高额定电压，但是需要知道的是，

这两种元器件，特别是1N4007的价格与1N4001的价格基本相同，而且1N4001比1N4007还难买；如果需要快速开关，并且不需要很大电流，1N4148是必然的选择，为75V/100mA。

（7）与单片机相关的器件

与单片机相连接的扩展功能模块需要准备的有很多，可以分为几大类：模拟开关部分、A/D转换部分、D/A转换部分、程序存储器扩展、数据存储器扩展、中断扩展等。模拟开关可以采用CD4051、CD4066等作为基本元件实现；AD/DA转换可以根据需要或准备较为熟悉的芯片作为基本元件；程序存储器扩展和数据存储器的扩展主要依靠I/O接口扩展，只要在最小系统的I/O总线留出相应的扩展功能端口，就可以实现程序存储器和数据存储器的扩展；中断扩展部分也可以通过译码器扩展。相应的单片机扩展功能部分，有很多相关资料可以参考。另外，根据不同的特殊型号的单片机还有一些特殊需要，这些特殊需要的部分可以参考相应的单片机的资料，通常这些单片机的资料都很完整，所提供的可参考的扩展部分资料很丰富。

另外，需要注意的是，在做这些相关元器件功能扩展时，需要预留相应的扩展接口。这些扩展接口要实现连接简单，并且可以在自己设计的功能板中做到通用。这样做的好处在于，能够很方便地实现硬件部分的通用连接。在整体部分联调时需要做到硬件部分没有问题，主要是这些扩展功能模块部分需要在准备工作中反复使用，比较各种非正常状态下的工作情况，并将这些工作状态做好记录。以方便在遇到相应问题时能够有自己的资料作为参考。

（8）变压器

变压器可以准备双18V/30～50VA的变压器，也可以用原来黑白电视机的电源变压器，但应该是双次级绕组的。

（9）电力电子元器件及相关元器件

实际上有了集成功率放大器和功率MOSEFT，功率双极型晶体管就可以不需要了，对于线性工作状态可以应用集成功率放大器和集成稳压器，也可以应用功率MOSFET替代功率双极型晶体管，如果应用在开关状态，功率MOSFET则是最好的选择。可以准备耐压为100V的N沟道的IRF540，P沟道的IRF9540；耐压200V的N沟道的IRF640，P沟道的IRF9640。如果没有特殊要求，这4种型号完全可以满足各种应用要求。

需要准备的另一种元器件就是驱动器，可以选用半桥驱动器IR2110和三相桥式驱动器IR2130，以满足逆变器一类题目的需要。

2．基本电路单元的准备

基本电路单元主要有以下几种。

（1）基本稳压电路单元

±15V/100～200mA、±5V/1A、5V/1A的基本稳压电源，还有正、负输出的可调稳压电源，输出电压范围3～24V。应用LM317构成的基本稳压/恒流电路单元，尽力避免竞赛时现场制作。

（2）基本放大器单元

单/双层板的精密运算放大器电路单元（差动放大器基本单元）；

高速放大器单元；

比较器单元（包括迟滞比较器）。

（3）基本功率放大器单元

集成功率放大器电路单元。

（4）基本信号源单元

从近几年的题目上来看，都有关于信号发生器的题目，而且难度也是逐年增加，但是从基本功能上来看还是依靠基本的信号源。

基本信号源从实现方式来看可以分为模拟方式和数字方式两种。其中，模拟方式的最优方案是采用美信公司生产的 MAX038，虽然美信公司现在已经不生产 MAX038 了，但是从实现方式的简洁性来看，是再好不过了。MAX038 有很多优点，从其评估版给出的资料上来看频率能够达到 10MHz 以上，甚至更高。通过设定相应的功能引脚就可以很方便地改变输出波形（正弦波、三角波、方波），而输出的频率也可以通过相应的功能引脚逻辑给出。因此，在准备大赛之前就应该事先做好以 MAX038 为核心的波形发生器，并且留出相应的功能扩展功能引脚，将其做成方便设置或连接的快接接口的形式，方便以后的应用。

而在一些频率较低，功能要求不是很多时，可以考虑采用一些简单的信号发生器芯片，如 ML2035 等。ML2035 可以输出 25kHz 的正弦波信号，具有低增益误差和低谐波畸变性能，有 3 线 SPI 总线兼容串行微处理器接口，并具有数据锁存功能，扩展方便。另外，ML2035 的连接电路简单，具有不需要外围器件全集成解决方案功能，频率分辨率可达 1.5Hz（±0.75Hz）（当输入时钟频率为 12MHz 时），自带内部晶振，具有同步和异步的数据加载功能。当然采用这些模拟信号发生器芯片，都需要硬件高频基础，这些都是波形发生器准备工作中需要做的东西。

另一种数字方式实现的信号发生器，主要采用的核心技术就是直接数字合成技术。DDS 技术频率分辨率高、转换速度快、信号纯度高、相位可控、输出信号无电流脉冲叠加、输出可平稳过渡且相位可保持连续变化。虽然其可实现的功能很多，但是设置不好还会给整个设计带来麻烦。因此如果做这方面的准备，需要做的工作有很多，并且这一部分的准备和调试都需要单片机系统或 DSP 系统等配合调试，而且在具体线路板走线时需要格外注意，因为其转换频率都很高，需要屏蔽输出端，防止不必要的干扰引入。如果没有这方面的经验，可以考虑购买一些成型的 DDS 开发板，参考一下调试相应的功能以后，有一定的软件及整体系统调试经验以后再考虑自己制作，这样可以在很大程度上节约成本。

（5）单片机最小系统

在电子设计竞赛中，主要考验的是设计者的整体设计思想，对于设计作品的整体要求相对较高，很少会应用复杂的控制策略与控制模式。可以想象在很短时间内能完成作品，就需要将整体设计的各个部分很好地配合，做到协调统一才是重点。

对于单片机部分只是整体设计的一部分，不要将其作为整体设计的核心，笔者认为要将重点放在整体系统的各部分功能实现上。另外，在这么短的时间内协调好单片机各部分的端口功能是很困难的，因此需要在竞赛之前做好相应的准备工作。比如，做好单片机的最小系统，能够方便地实现其端口功能的扩展。在竞赛中尽可能选用自己熟悉的单片机型号作为单片机系统的核心部分，这样做可以在设计中不至于另外查阅资料，节省宝贵的设计时间。另外尽可能选用通用型单片机，因为通用的单片机的功能扩展资料很容易找到，有大量的相关资料可以查阅和参考，简化设计难度。尽可能简化元器件的设计数量，正所谓增加一个芯片

就增大设计难度，虽然选用通用型单片机，但是如果在不增加设计难度的情况下，考虑选用集成功能强大的，这在单片机最小系统的硬件设计上会简化很多。

3．基本软件单元的准备

对于单片机的软件设计语言方面，尽量选择移植性好的语言进行编译，如采用 C 语言。C 语言的好处有很多，不单纯在移植性方面，其可读性也是在众多单片机语言中较为突出的。这样做有很多好处：其一，将具体每一部分的程序模块化，在需要用到这一部分功能扩展的地方可以很容易地调用；其二，更换不同的单片机芯片对模块化的程序影响不大，在有必要更换 CPU 的场合，应用起来很方便。其三，即使不采用单片机，只要能用到这一部分功能扩展，相应的程序不需做更多的修改就能应用。其四，有必要在每一部分关键点添加注释，这在整合程序、纠正错误时都有很多好处。

做好单片机的最小系统以后，就要进行其软件的设计，利用软件的灵活性来控制单片机各个端口的功能状态。对于 I/O 设置、内存分配、简单的寻址定义等，采用 C 语言就有些大材小用，不但没有简化程序，反而使程序变得更加复杂化。因此在这样的场合就应该用到汇编语言，这样不仅能够精简代码，还能够整齐易读。将这些采用汇编语言编写的程序进行优化，制作成固定的可调用的文件形式，并附上必要的程序说明，在平常应用中反复调用，成熟其应用，在用到时做到快、易、便。

在软件的设计中，先要了解整体系统对单片机部分的需求，熟悉单片机系统需要实现的功能。再就是了解各部分功能相互之间的时序状态，将各部分功能细致划分。

4．有针对性地选拔学生与有针对性地培训

有针对性地选拔参赛学生是电子设计竞赛成功的第一个基础工作。应选拔乐于电子设计并具有初步电子技术基本能力和实践能力比较强的学生。同时为了将研究报告写得更好，也应按比例选拔理论基础好、文字能力好的学生，也就是实践高手与理论高手的组合。

赛前培训是电子设计竞赛成功的第二项基础工作。这项基础工作做得好，竞赛时可以大大降低指导教师的心理压力。可以根据学生的特点和偏爱有针对性地进行硬件和软件方面的培训，或者进行信息电子或电力电子方面的培训。

不可否认的是，应该在赛前让受培训的学生系统性地完成一个或多个历届试题的实际制作。通过这样的实际制作使受培训的学生得到实际制作技能的最基本的训练，了解电子设计竞赛时的时间紧迫性。

培训的最迟时间不应晚于暑假。比较理想的应该是每一次竞赛结束，新的一轮选拔与培训开始，采用潜移默化影响的方式对学生精心培训，用接近两年的时间对参赛学生在理论上、理论与实践相结合方面、电子电路设计技巧、编程方面进行系统的培训，通过比较宽松的培训，让学生能够比较好地消化所学的知识，同时也尽可能地减小参赛学生的心理压力。最后通过暑假的赛前强化培训，让参赛学生具有紧迫感，培养学生在有效的时限内完成应完成的内容。如果参赛学校能够做到上述的培训，可以说经过培训的学生基本上都可以在竞赛中获得比较好的成绩。这也是“笨鸟先飞”的道理。

当然，对学生而言，竞赛成绩仅仅是对在竞赛中努力的肯定，然而，在大学生就业竞争如此激烈的今天，具有比他人更好的理论基础、理论与实践相结合的能力和实际的设计、制作能力，在求职时将会更具有优势，对学生而言这才是今天电子设计竞赛的真正意义。

11.2 充分发挥本校的资源优势

对大多数省属高校而言，如果处处都与国内名校相比，想全面赶上国内名校必然是乞丐与国王比宝。如果因为综合实力远远不如国内名校就自暴自弃则必然被历史所淘汰。实际上任何一所高校都有其各自的特色和优势，在电子设计竞赛时如果能够充分发挥自己的特色和优势，必将在竞赛中取得优异的成绩。

1. 充分发挥指导教师的智慧

充分发挥指导教师的聪明才智是省属高校能够在电子设计竞赛中取得优异成绩的基本条件。众所周知，任何一个有志向的教师无一例外地都想进入国内名校，因此，国内名校聚集了大多数人才。但是由于种种原因，有很多理论与实际能力很强的教师留在数量占大多数的省属高校。如果能够充分发挥这些人的积极性，充分发挥这些人的聪明与智慧，特别是这些人的思想闪光点，完全有可能在某些方面创造出超越国内名校的奇迹。本书关于电源方面的实例就是最好的说明。

2. 发挥指导团队的集体智慧与学科融合

发挥指导团队的集体智慧与学科融合是省属高校能够在电子设计竞赛中取得好成绩的另一个基本条件。如果将每位指导教师的特点充分发挥，并形成最佳组合，将比单打独斗的结果好得多。如果仔细回忆，每个学校都可以找到类似的经验与教训。

3. 积极培养年轻的指导教师

积极培养年轻的指导教师是将电子设计竞赛的好成绩延续下去最基本的条件，电子设计竞赛已经过去 10 多年了，当年 50 多岁的老一代指导教师大多数已经退休，需要新一代从老一代的手中接过指导电子设计竞赛工作，如果说现在的 50 岁组正是年富力强，那么 10 年后这些人也要退休，从长远的观点考虑这个问题，培养年轻的指导教师将是必要的。

事实上 50 岁年龄组的指导教师不仅要承担日常的教学任务，还要承担科研工作，精力有限，可能在电子设计竞赛方面不可能全身心地投入，但是这些人的经验与智慧是极其宝贵的。如果用年轻教师做这些教师的助手，将老教师的经验与智慧通过年轻人在电子设计竞赛中充分实现，不仅可以获得优异成绩，而且也锻炼了年轻教师。

由于每年参赛队地不断增加，对指导教师的需求也不断增加，同样需要年轻的指导教师的加入。

最后就是年轻教师本身也需要不断地提高，更需要经历教学、科研等方面的历练。对于科研课题较少的省属高校而言，电子设计竞赛无疑是一个提高年轻教师能力的好机会。

11.3 本书的设计思想对毕业后工作的指导作用

通过 10 多年来的指导电子设计竞赛，作者认为，随着高校的扩招所带来的学生基本素质和基本能力的现状，以及用人单位对学生实际能力要求的提高。通过全国大学生电子设计竞赛，不仅可以敦促学校要提高电子技术与相关课程的教学水平，而且对学生应掌握的基础知识与基本能力要求提出了基本指导方向。

通过近年来用人单位对毕业生实际能力的要求可以看到，通过参加全国大学生电子设计竞赛，对参赛学生工作后尽快适应工作岗位和实际能力的迅速提高还是有促进作用的。

本书的目的就是要通过作者在电子线路设计方面独特的设计思路，以及对电子设计竞赛的认识，提出一些关于电子设计竞赛的想法。不仅如此，本书最终的目的是通过分析电子设计竞赛试题并提出可以实现的相近的解决方案，使广大学生、读者通过本书能够学到电子线路设计的技巧，以及对电子线路设计基础要点的理解，提高自身理论联系实际的能力，为日后尽快适应工作岗位打下良好的基础。

第12章　经验与教训

历届电子设计竞赛各个高校都有经验与教训，总结经验与教训可以使参赛者及指导教师发挥已经取得的经验，避免再次出现相同或类似的失误。

12.1　新器件在电子设计竞赛中的优势

在电子设计竞赛中，如果有合适的新型器件，加上参赛者能够用好这种合适的新器件，那么这个参赛队所取得的成绩必定会远远好于没有使用新型器件的参赛队。在这种情况下，各参赛队的电子设计能力并没有完全的体现出来，使电子设计竞赛的公平性或多或少地被打了折扣。以下的例子就是很好的证明。

1．UC3833 对直流稳定电源性能的影响

1997 年竞赛试题中有一道题为“直流稳定电源”，其中有效率和过电流/短路保护两项指标。如果采用 UC3833 就很容易实现，而且性能会远远好于其他方案。

这两项指标之一是电源效率。如果采用电子技术基础课程中所讲的发射极输出方式，一般需要 3～4V 的最小输入/输出电压降，这就会使输出 9V 电压时的效率被吃掉 25%。如果这个最小输入/输出电压降能够降低到 1V 以下，就可以将被 3～4V 的最小输入/输出电压降吃掉的效率找回来很多。

其二是过电流/短路保护与热保护功能。一般的线性稳压电源的过电流/短路多采用减流型保护方式，这使得在过电流保护和短路保护时，调整管消耗掉数量可观的功率，导致调整管发热。如果采用限流型与截止型交替的保护方式，可以避免过电流/短路保护状态下的功率损耗，避免了调整管发热。

UC3833 的特点就在于此。即使选用双极型晶体管作为电压调整管，采用集电极输出方式，可以使得最小输入/输出电压降减小到略高于饱和电压值；UC3833 的过电流保护采用了限流型与截止型交替的保护方式，可以说 UC3833 是线性稳压电源最优秀的工作模式。

1997 年电子设计竞赛中的“直流稳定电源”试题如果采用 UC3833，就可以使作品的性能指标远远高于其他的解决方案，这个优秀性能是 UC3833 带来的。

2．程控放大器

1999 年的测量放大器试题中要求其放大器的增益要能够调节或程控，尽管禁止用专用的仪表放大器，但是增益的设置还是采用程控放大器最简单容易实现。因此，在完成这一试题时能够采用程控放大器就会得到更高的测试得分。

3．极低电压的 DC/DC 变换器 IC

2009 年竞赛试题中有一道电能收集器的试题。试题要求电源电压在 1V 以下也能够向 3.6V 输出提供电能，而且要求电压尽可能低。如果有 MAXIM 的极低电压的 DC/DC 变换器，MAX756 就可以很好地解决这一问题。

4．宽带集成运算放大器

2009 年的宽带放大器试题如果有单位增益带宽达到900MHz 的集成运算放大器，就可以轻而易举地获得非常优异的测试结果，也比较容易获得好成绩。

采用一般的单位增益带宽为 10MHz 的宽带放大器，在最好的情况下，也只能做到 1MHz 带宽。可见，在宽带放大器类的试题中，能够得到单位增益带宽为 100MHz 的集成运算放大器会获得远比用单位增益带宽为 10MHz 集成运算放大器更好的成绩，而且不是一个等级差！

12.2 赛前辅导的经验与教训

说过先进的器件，再说赛前辅导的经验与教训。

如果切实抓紧赛前辅导，对参赛学生进行认真选拔，负责任地、全面地或有针对性地进行培训，应该是可以取得大面积好成绩的。参赛学生选拔得当，才有可能较为彻底地贯彻赛前辅导教师的思想方法。与此同时，有了系统的培训，基本设计技能、基本制作技能、基本调试技能、制作报告的写作技能都可以淋漓尽致地展现出来。

赛前辅导教师要熟悉电子设计竞赛的竞赛思路、竞赛规则。可取巧处则取巧可以获得更好的成绩，不可取巧时却取巧则会葬送一个或多个参赛队，这样的事例每一年总是可以见到的。不仅如此，赛前指导教师要具有较强的科研能力、较强的综合理论水平，能够针对不同的问题，结合学生的具体情况提出切合实际的解决方案。

电子设计竞赛的本意是提高高校的电子、电气类课程的教学水平。通过电子设计竞赛来提高教师的学术水平、教学水平、科研能力和对学生对学校高度的责任心，没有科研能力、没有高度责任心的教师是不会指导出好的参赛队的。

再看看参赛的学生，如果参赛学生抱着获奖、拿学分等功利心的目的参加电子设计竞赛，也不会取得好的参赛成绩。原因很简单，功利心会使参赛学生不能扎实地进行赛前训练。没有扎实的赛前训练，竞赛时就会手忙脚乱或者束手无策，不能很好地完成竞赛试题的要求。

电子设计竞赛培训不是一两天就可以完成的，需要数月甚至一年的准备时间，这样才能在竞赛期间胸有成竹地完成试题的各项要求，取得好成绩，急功近利是不会取得大面积优异成绩的。

12.3 选题的经验与教训

有了积极的投入、积极的准备，只是为竞赛打下一个良好的基础，竞赛的选题是否得当是取得好成绩的关键之一。如果选题不当有可能竞赛成绩大打折扣，甚至会前功尽弃。

电子设计竞赛不是进行高新技术的研究，在没有极大的把握时，不宜选择自己不熟悉，同时又有挑战性的题目。试想，在 4 天内完成具有挑战性的课题的可能性有多大？因此，电子设计竞赛时要选择自己相对熟悉的知识领域里的题目。

什么时候去挑战高难的题目？那就是在赛前培训过程中，除了基础能力的培训，还要有一部分挑战性的尝试。

例如，2009 年电子设计竞赛中，某位首次参加电子设计竞赛的辅导教师所指导的参赛

队，赛前培训辅导相对不足，同时参赛学生的基础知识、基本能力也相对较弱，竞赛时选择了相对简单的宽带放大器题目。由于其工作量比其他题目小，完成起来相对轻松，硬件制作仅用一位参赛学生就很好地完成了。最终该参赛队获得了该校 2009 年全国大学生电子设计竞赛第二好的成绩。由此可见，选择自己相对熟悉的题目取得好成绩的机率很大。

12.4 历届电子设计竞赛的经验与教训实例

本节仅以作者所在学校在历年的电子设计竞赛中的经验与教训为例加以说明。

1. 1995 年的经验与教训

1995 年，作者所在学校第一次参加全国大学生电子设计竞赛，指导教师几乎没有什么参赛经验。

这次竞赛有一个参赛队选择了功率放大器题目，按理说这是一个比较容易实现的试题。但是在选择集成功率放大器时，参赛学生选择了 TDA1514，由于当时的资料所限，并没有看到 TDA1514 的原文资料。在设计与制作时按中文资料进行设计与制作，最终没能完成作品。原因是当时的资料在开机延迟电路中没有将延迟电阻与延迟电容相连接，造成开机后静音。详情见 2007 年出版的《全国大学生电子设计竞赛试题精解选》中的第 2.5 节内容。

如果当时集成功率放大器选择最常见的 TDA2030，就可以很好地完成试题。

本次竞赛的教训是要用成熟的电路完成竞赛试题，不能凭空想象，想用什么器件就用什么器件。

2. 1997 年直流稳定电源试题的教训

1997 年的直流稳定电源试题本来是作者的强项，应该可以取得非常好的成绩。这次竞赛出现的问题是，同一学校的两个参赛队的作品相似程度太高，被判定为有抄袭嫌疑，因此两个参赛队成绩各降一级。这次竞赛的教训是同一学校的参赛队绝对不能出现雷同度高的参赛作品。

3. 1999 年成功的经验

1999 年作者指导两个参赛队，同时做测量放大器的试题，并接受了 1997 年的竞赛教训，两个参赛队绝对不能出现雷同度高的情况。但是由于试题不是强项，因此仅以成功参赛为目标，低调设计与制作。由于考虑得比较周全，以及参赛队员在培训期间得到了基本能力的训练，因此作品获得该试题测试第一名和第二名。

经验：赛前培训及效果非常重要；绝对不能出现雷同现象。

4. 2005 年数控电源试题的经验与教训

2005 年竞赛的恒流源做的很好，如果一切顺利可以获得国家奖。但未能如愿，问题出在以下两个方面。

其一，数控部分的手动加、减不能按一次键进行一次加或减，原因是按键信号没有被很好地处理，致使数控部分不能实现。

其二，电流检测没有采用独立电源，使低电压电流检测在地线回路中被附加信号干扰，使显示错误。

5. 2009 光伏并网发电模拟装置试题的教训

逆变的定义就是 DC – AC 的转换过程，具体电路并不是问题。但是作者所在学校的一个参赛队的 DC – AC 逆变器选择了线性集成功率放大器，这种方案简单容易实现，也能完成 DC – AC 功能，问题出在并不是所有的人都认为线性集成功率放大器是 DC – AC 逆变器的特例，因而失去了测试资格。

6. 2009 声音引导系统试题的教训

作者所在学校选择这一试题的参赛队很多，原本有极好的期望值，但是在测试时却出现了许多问题，也有的由于烧坏了手头所有的驱动器而不能完成作品。具体问题如下。

（1）舵机问题

有一个参赛队本来具有获得国家奖的实力，其作品在学校测试时效果极好，但是在省里测试期间出现了舵机动作时外接稳压电源过电流保护动作的情况。其原因是由于该参赛队小车的舵机转矩大，需要的电流就大，在制作时采用的是学校实验室电源（3A），而到省里测试时的电源不能输出 3A 电流，因而过电流保护。

教训：电源问题不能忽视，尽量采用自己的电源，避免其他的电源不适应你的电路特性。

（2）续流二极管

该试题驱动直流电动机一般采用专用的驱动 IC，这是一个桥式电路拓扑，由于电动机具有电感性，在开关管关断时需要与开关管反并联二极管续流，开关管导通时二极管被关断。问题是如果这个二极管选用如 1N4007 的普通二极管，二极管在被迫关断时将会有高幅值的反向恢复电流，使开通的开关管与直流电源“短路”，从而烧毁开关管。由于这个原因被烧毁的驱动 IC 很多。由于开关过程为高速开关，开关频率也比较高，因此对续流二极管的反向恢复性能也提出要求，即尽可能短的反向恢复时间和反向恢复峰值电流。由于本试题的电压比较低，应选择肖特基二极管作为续流二极管。事实表明，选用了肖特基二极管的参赛队均完成了作品及测试。

教训：不是所有的二极管都能随便用，要分不同的应用场合，选择合适的来用。

7. 2009 宽带放大器试题的经验与教训

（1）经验：老老实实地完成试题

如果参赛队员在没有合适的元器件的条件下，并不期望获得很好的竞赛成绩，而是踏踏实实地完成试题，则很可能完成得很好。

有一个参赛队由于实力相对其他参赛队差一些，因此并没期望获得多么好的成绩，只能踏踏实实地一点一点地做。由于选择的电路无论在理论上还是在实际上都超越了参赛队员自身的水平（超水平发挥），用集成运算放大器作为基本元件，用多级级联的方式扩展带宽，用大平面地解决接地问题，选用 BNC 插座作为输入/输出的接口等。最终该参赛队获得很好的竞赛成绩。

经验能够解决试题的基本部分，有条件的可在发挥部分发挥。

（2）教训：在没有完成基本功能前不能空想发挥部分

如果把精力集中在一些附加功能上，而对试题的基本部分没有精雕细琢，也不会得到好的竞赛成绩和测试结果。这一点往往是很多参赛队不能获得好成绩的重要原因。

（3）有没有既快捷性能又好的解决方案

如果说事后诸葛亮的话，该试题最快捷性能最好的解决方案就是将废弃示波器的信号通道拆下来作为竞赛作品。其理由是：试题并没有说用示波器的信号通道就违规；该试题的本质就是示波器的信号通道。如果竞赛的当时那个参赛队能想到这一点，其结果不是获得高级别奖项就是不能进入测试，前者的可能性较大。

第 5 篇

展　　望

除了历年试题解析外，为了扩展读者的思路，本篇主要内容为对电子设计竞赛的展望。文中对一些比较新颖的电路的实现思路进行分析，可为读者和电子设计竞赛参赛者日后进入这些领域从事技术工作打下一个良好基础。

本篇将在非接触式充电和电池保护电路方面进行详尽分析。

第13章　非接触式充电技术设计思路

近两年，无线充电方式开始逐渐热起来，其原因是手机的非接触式充电和电动汽车的非接触式充电技术的日益发展。本章将研究非接触式充电电路的原理及其实现。

13.1　非接触式充电的可实现性和基本构成

非接触式充电不仅在理论上，而且在实践上都是可以实现的。在非接触式充电技术出现之前，有很多非接触式电能转换的应用领域。且不说无线电的发射与接收，在这里先看看工业中及日常生活中的非接触式电能转换的应用实例。

日常生活中的家用电磁炉就是一个很好的实例。电磁炉的锅与电源根本没有接触，但是锅底却由于电磁感应，在交变磁场中得到交变电压从而形成涡流，这个涡流产生焦耳热使锅底发热。

工业应用中，感应加热是一种非接触式电能转换的应用实例，原理与电磁炉相同。

以上两个实例都是使电能在被加热的物体中产生涡流，从而将电能转换成热能。这个过程可以看做是一个空心变压器，加热线圈为变压器的一次侧绕组，电磁炉的锅底或被加热的原料可以等效为变压器的二次侧绕组和负载。这样我们会看到：如果将电磁炉的锅底用一个绕组替代并且放在电磁炉上，就会发现这个绕组能感应出电压，并且会输出功率（当然，从电磁炉自身特性来说，不允许无锅工作，因此这里仅是一个比喻）。

家用电磁炉、工业感应加热都由电源部分、控制电路和被加热部分构成，将被加热部分换成空心绕组、整流电路，就可以实现非接触式充电电路。

非接触式充电电路的运行方式可以分为非谐振式工作方式和谐振式工作方式。前者简单，但是电路性能和效率可能会不高；后者效率和性能优于前者，但是控制和保护比较复杂。

如果电子设计竞赛中出现了非接触式充电试题，试题的参数又会是什么样的？

非接触式充电电路的电源电压一定要在安全电压范围之内。如果是“小功率”（输出功率为5W以下），很可能采用10～18V电源电压；如果是“大功率”（输出功率为100W左右），则电源电压应该在36V左右。

13.2　非谐振式无线充电电路的实现

先看看非谐振式充电电路的实现。

可以选用一般的开关电源技术，如桥式电路拓扑加上SG3525A作为控制，这是一个成熟的技术。

1. 所采用的电路拓扑

为什么要采用桥式电路拓扑？其主要原因有：第一，桥式变换器在电压型工作模式下，电路中的开关管必须带有反向二极管，这样开关管即使在电感回馈电能时也不会出现开关管的电压被钳位在电源电压值，不会出现过电压的问题。第二，桥式变换器工作在非 PWM 控制模式下，在整个开关周期内，电源向输出直接提供电能。而单管正激则只能在开关周期的一般时间电源直接向输出提供电能，电源及变换器的利用率被降低。反激式变换器则需要通过电感来转换电能，工作效率比较低。

在桥式变换器解决方案中，选择半桥变换器还是全桥变换器？作者认为最好是选择全桥变换器，理由是在电子设计竞赛中为了安全，电源电压一般选得比较低，如果选择半桥电路拓扑，输出电压就会更低，仅为电源电压的一半。如果是 12V 电源电压，变换器输出电压仅为 6V，如果输出相同功率，则相对于全桥电路拓扑要付出两倍的电流，大电流在实现时可能会有一些麻烦。

采用 SG3525A 控制全桥变换器的电路如图 13.1 所示。

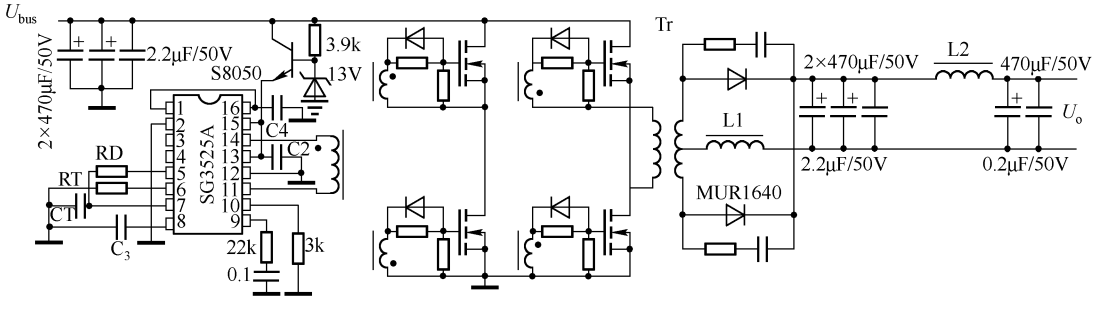


图 13.1　采用 SG3525A 控制全桥变换器的电路

2. 开关频率的确定

由于变压器为空心变压器，而且一次侧绕组与二次侧绕组的距离比较大，因此需要的开关频率比较高，可以选择 100kHz。

3. 空心变压器的设计与制作

空心变压器是从输入到输出之间能量传输的重要元件。为了增加其耦合程度，一般线圈要做得比较大，如 10cm×10cm。一次侧、二次侧一般要至少绕 100 匝。绕好后用绝缘清漆或树脂固定，也可以用电工用的白布带或一般的胶带固定成型。

4. 接收部分的设计与制作

接收部分为图 13.1 的右半部分，即空心变压器右边部分，可以选用一般的开关电源输出整流滤波电路。

13.3　谐振方式无线充电的实现

非谐振式充电在性能上有什么问题，为什么要用谐振工作模式？谐振工作模式又需要哪些控制方式和技术要求？

1．采用谐振工作方式的原因

通过对图 13.1 电路进行测试就会发现，其传输功率的效能比较低，这到底是什么原因呢？

交变磁场由交变电压施加到螺线管上，使螺线管产生交变磁场，这个螺线管就是通常说的线圈。由电磁学可以知道，磁场是由电流流过导体产生的，有电流流过的导体其周围会产生磁场，建立磁储能，有电流转换为磁场的功能，在电路中可以等效为电感。

这就是说，要想产生磁场，就必然会存在电感，如果磁场消失或被抵消掉，则电感将不存在。因此，在感应加热中产生交变磁场的加热线圈在电路中就表现为电感。

由电路原理可以知道，由于电感的存在，交流电源激励阻感性负载时，交流电源的输出功率中会有很大的一部分无功功率消耗在电感中。而感应加热用的中、高频交流电源通常是由电力电子电路构成的，其输出功率是有限的，因此需要将交流电源的输出功率以尽可能大的比例转换成负载的无流损耗。这就要设法消除电感带来的感性负载无功功率。

但是电感在一定的交流电激励下所消耗的无功功率是由电路原理决定的，自身无法减小和消除，要想消除只能另辟蹊径。

还是从电路原理中得知，电容器向交流电源索取的无功功率的极性与电感相反，二者可以相互抵消。最典型的例子就是利用电容器补偿由电感引起的无功功率造成的功率因数降低的问题，可以使功率因数补偿到“1”。

2．维持谐振工作方式的条件

当电容器将感性负载“全补偿”时，也就是在谐振状态下，电路才能最有效地将电能输送到输出端，因此要想使非接触式充电电路能够有效地输送电能，最有效的方法就是使电路工作在谐振状态。这要求要有合适的补偿电容，电路要时刻跟踪谐振频率，使电路始终工作在谐振状态。

3．频率跟踪

确定了基本工作频率、变压器一次侧电感、谐振电容器的电容量后，接下来的工作就是如何让充电器在各种状态下都能工作在谐振状态。

影响谐振状态的因素主要是，空心变压器的一次侧绕组与二次侧绕组的相对位置。由于空心变压器二次侧绕组经过整流电路输出驱动负载，因此空心变压器的二次侧的工作状态实际上是对空心变压器一次侧绕组激磁的去磁效应。也就是说，空心变压器二次侧的负载实际上抵消掉一部分空心变压器一次侧的“等效电感”，随着负载的不同（如空心变压器一次侧绕组与二次侧绕组位置的不同，负载的工作状态等），空心变压器的一次侧等效电感量也会不同。由于空心变压器一次侧等效电感量的不同，在相同的谐振电容量的条件下，谐振频率会发生变化，控制电路应能跟随这个频率的变化，方能保持电路工作在谐振状态。

频率跟踪可以有多种方法，在工程上多采用检测谐振电压过零或谐振电流过零的方法控制电路跟踪实际的谐振频率。

具体实现的方式可以是：利用 PWM 控制 IC（如 SG3525A）作为振荡与驱动芯片，通过检测负载电流的过零信号，利用负载电流过零信号产生同步脉冲，并送到 SG3525A 的同步端，从而锁定振荡频率与谐振频率相同。

负载电流过零检测电路应该是一个窗口比较器，电路如图 13.2 所示。

负载电流过零检测的原理为：利用电流互感器检测负载电流，将电流互感器二次侧电流送入电流检测电阻变换成电压。当谐振电流为正并且幅值很高时，比较器 A1 的同相输入端电压低于反相输入端电压，比较器 A1 输出低电位；当谐振电流由正极性电流接近过零并且反相输入端电压开始低于同相输入端电压时，比较器 A1 的输出级晶体管关断。这时的输出取决于比较器 A2 的状态。

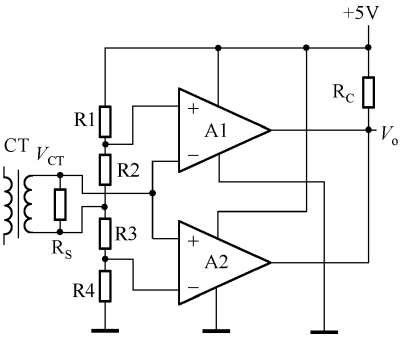


图 13.2　负载电流过零检测电路

这时，比较器 A2 同相输入端电压高于反相输入端电压，比较器 A2 的输出级晶体管也是关断的，由于两个比较器的输出级晶体管均为关断，比较器输出端电压为高电位。

当谐振电流由正极性电流变为负极性电流，并且比较器 A2 的同相输入端电压开始低于反相输入端电压时，比较器 A2 的输出级晶体管开通，比较器输出电压由高电位变为低电位。

同样，谐振电流由负极性向正极性转换的过程中，在谐振电流接近过零时，比较器 A2 的输出级晶体管关断，出现一次高电位。随着谐振电流过零上升，比较器 A1 的输出级晶体管开通，比较器的输出重新变为低电位。

比较器在谐振电流过零前输出同步脉冲的目的是要获得逆变器的开关，为实现零电压开通创造条件，以减小甚至消除逆变器的开关损耗。

将这个电压送入比较器，将这个过零信号变为同步脉冲，同步脉冲送到 SG3525A 的同步端，令 SG3525A 被锁定在谐振频率上。图 13.2 所示电路的相关波形如图 13.3 所示。

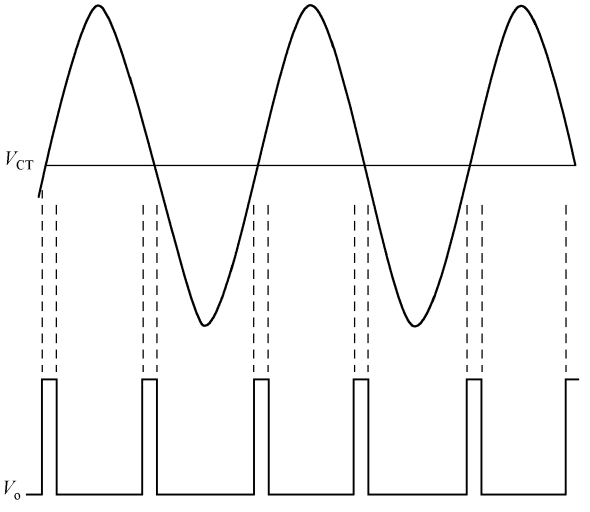


图 13.3　图 13.2 所示电路的相关波形

窗口比较器输出 V_o，接到 SG3525A 的同步端。应用 SG3525A 构成的电路如图 13.4 所示。

电流互感器 CT 采用 ϕ10mm×6mm×4mm 铁氧体磁环。一次侧绕组可按谐振回路电流设

计，如果回路谐振电流1A左右，可以选用线径0.47mm的漆包线绕10匝；如果谐振回路电流不到0.1A，则需要调整空心变压器的一次侧绕组的匝数，使谐振电流值提高。二次侧绕组用线径0.2mm的漆包线绕100～105匝。

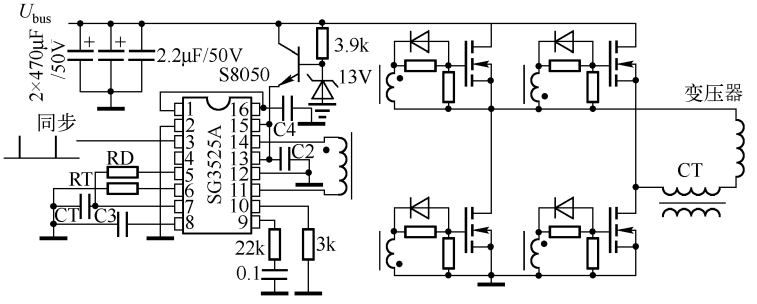


图13.4　应用SG3525A构成的电路

4．空心变压器的设计与制作

这里的空心变压器实际上就是一个线圈，做一个内框尺寸为100m×100mm、匝数为100～200匝的线圈，绕好后用胶带固定好外形，最好使用绝缘清漆或环氧树脂定性固化，如有可能也可以用自粘漆包线绕制。一次侧绕组、二次侧绕组参数完全一样即可。空心变压器实物如图13.5所示。

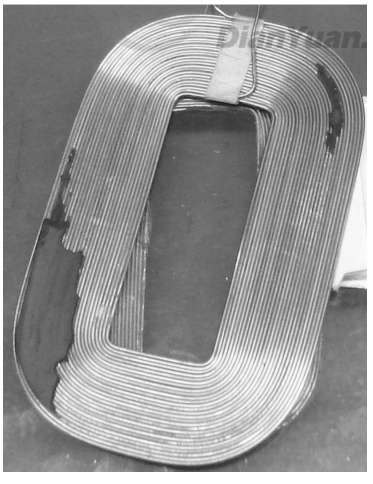


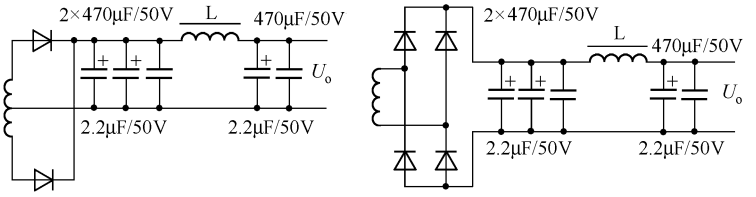
图13.5　空心变压器实物

5．接收部分的设计与制作

接收部分电路实际上就是整流滤波电路。需要注意的是，这部分电路不像开关电源的输出整流滤波电路在整流电路后接电感，由于图13.4所示电路的变压器是空心变压器，一次侧存在相对比较大的漏感，因此输出整流电路后就不用接滤波电感，直接接滤波电容器，如图13.6所示。

输出整流二极管可以选择1A肖特基二极管，如1N5819或MBR160。输出整流滤波电容器最好选用低ESR电解电容器，同时并联2.2μF甚至10μF的陶瓷贴片电容器。好在电子设

计竞赛不是做产品，成本高一些能完成功能就行。



（a）全波整流电路　　（b）桥式整流电路

图 13.6　接收部分电路

本章提出无线充电方案的目的是为读者将来从事大功率无线充电设计打下一个比较好的基础。由于篇幅所限，这里没有涉及各种保护功能。但是必须清楚的是，电力电子线路的保护功能与基本电路功能同样重要。

第14章　电池保护电路

电动车（电动汽车和电动自行车以及其他的电动车）是新型节能源产品，并且工作时无排放，因而得到越来越多的重视和应用。影响电动车的最主要因素就是电池，随着新型电池的不断问世，伴随而来的是电池的保护问题。

14.1　电池保护电路的起因

铅酸蓄电池，由于问世的年代早，成本相对低廉，过充、过放电安全性好，因此对铅酸蓄电池几乎不采取保护措施。随着锂电池（锂电池、锂离子电池、聚合物锂离子电池、磷酸铁锂电池）这一新型高能量密度的电池问世并投入应用。锂电池的保护问题就不得不提到日程上来。

锂电池的最大优点是能量密度高，单位质量的能量密度是铅酸蓄电池的 3～4 倍；完全充/放电寿命长，可以达到铅酸蓄电池的 10 倍甚至更长；无记忆效应，尽管镍氢电池具有很好的安全性，但是镍氢电池的记忆效应是应用的最大阻力，锂电池没有记忆效应，可以随意、随时充电。

然而锂电池也有其自身特点：不能过充电、不能过放电，过充电、过放电对锂电池来说都是致命的；冲/放电电流不能过大，否则也会出现致命的问题。针对这些问题，应用锂电池首先要有电池管理电路或电池保护电路，一旦出现非正常状态立即关闭锂电池与外界的电路。这样的保护电路可以在手机电池盒便携式电子设备中看到，因此使用起来可以不用担心锂电池会出现不安全问题（很多手机电池盒便携电子设备出现的问题无非是电池质量恶劣或者是电池保护电路质量恶劣所致）。

单节锂电池保护电路非常成熟，而且成本也很低廉。但是对于电动车来说，单节电池电压将远远不够，需要多节电池串联，而多节电池串联后的保护电路特别是 12 节及 12 节以上电池的串联时，保护电路是很少见的。

14.2　电池保护电路需要的技术要求

锂电池保护电路需要的技术要求有：具有电池欠电压关闭功能，具有充电终了关闭功能，具有过电流充放电关闭功能，如有需要还要有过热保护功能。

1. 多节电池保护与单节电池保护的不同

单节电池保护仅需要检测单节电池的电压、电流数据，一旦电压、电流超过电池允许值，关闭作为开关的 MOSFET，使电池与外界隔离。

对于多节电池，除了电流参数是一个（多节电池串联，认为流过的电流相同）外，保护电路对各节电池的电压数据必须做出相应的反应，如果任意一只电池在充电过程中出现过电压现象，

整个电池组要关闭；如果在放电过程中，任意一只电池出现欠电压，也需要关闭电池组。

由于多节电池串联，检测各个电池电压的参考点均不同，甚至需要多个参考电压。而单节电池仅需要一个基准电压；多节电池串联时检测电路的输出电平要一致，不能有的高、有的低，也不能用不同的参考点。

2．多节电池保护需要的功能

电动车应用的锂电池多为磷酸铁锂电池，其特点是安全性好。磷酸铁锂电池的电压保护点为：充电终了电压、放电终了电压、过电流保护点的设置值、过电流保护相应时间等。

标称电压：3.2V；

单体过电压保护最大值：3.75V ±50mV，释放电压为 3.5V ±50mV；

单体最低电压保护值：2.05V ±80mV，释放电压为 2.8V ±80mV；

过电流保护点的设置值：过充延时为 1 ±0.5s，过电流保护延迟时间为 100 ±50ms。

14.3　应用通用元件对电池保护电路进行设计

14.3.1　廉价的电压基准电路

在众多的电压基准电路中，TL431 是最廉价的，可以设置基准电压从 2.5 ~ 37V，温度系数为 30ppm/℃。

TL431 的零售价最低可以达到 0.2 元，也是最容易买到的电压基准。

从电路的简单性角度考虑，电压基准电路均选择 2.5V 基准电压，然后再将 2.5V 基准电压分压，可得到欠压比较器需要的基准电压。电压基准电路如图 14.1 所示。

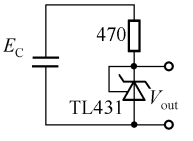


图 14.1　电压基准

其中电阻选择的依据是，TL431 最小工作电流为 0.4mA，电路在正常工作时应满足这个条件，在正常工作电压（3.2V）时电阻应流过至少 0.5mA 的电流，考虑到电池有可能工作在 2.8V 的状态，因此选择 470Ω 电阻，如果通过计算甚至可以选择 1kΩ 电阻。

14.3.2　电压检测电路

可以选择电压比较器作为电压检测电路，电压比较器通过将电池电压与基准电压相比较，给出相应的输出值。由于电压比较器是开路集电极输出形式，可以将多个电压比较器的输出端并联。

最常见也是最便宜的电压比较器有 LM393（双比较器）、LM339（4 比较器）和 LM311（单比较器）。由于电池组需要很多的比较器，因此选择 LM339（4 比较器）是相对最简单、最便宜的。

需要比较的信息如下。

电池过电压信号，动作电压值为 3.75V ±50mV，释放电压为 3.5V ±50mV，带有 0.25V 迟滞回环。电池过电压信号出现应停止对电池的充电，用开关（MOSFET）断开充电回路方向的电流，但是允许电池放电回路存在。过充电保护延迟时间为 1s。

电池欠电压信号，动作电压值为 2.05V ±80mV，释放电压为 2.8V ±80mV，带有 0.75V 的迟滞回环。断开负载电池电压也可以恢复到释放电压以上。电池欠电压出现应停止电池的放电，用开关（MOSFET）断开放电回路的电流，但是允许电池充电回路的存在。

为了使电池组的各个电池出现过电压或欠电压信号时，保护电路均能做出相同的反应，各个过电压比较器的输出应该并联，这时低电位是任意一个比较器动作就可以得到的输出信号，因此低电位作为过电压信号动作的输出电压；与过电压动作相同，电池欠电压动作也应使比较器输出为低电位，也可以采用多个比较器输出端并联的方式实现，以获得尽可能简单的电路。

1．过电压检测比较电路

根据过电压保护的要求，过电压保护比较器设计为迟滞比较器，输入端高电位翻转电压为 3.75V ±50mV，过电压保护的释放电压为 3.5V ±50mV。电路接成反相输入比较器，即检测信号送到反相输入端，基准信号接到同相输入端。电路如图 14.2 所示。

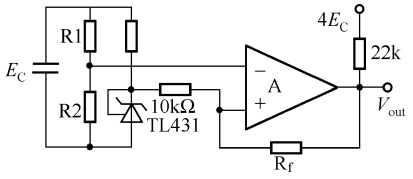


图 14.2　过电压检测比较电路

接下来是计算各个电阻值，以获得需要的比较电平和迟滞回环宽度。选择比较器同相输入端电阻为 10kΩ，比较器输出晶体管集电极电阻为 22kΩ。对应的高电平翻转电压 V_{TH+} 如式（14.1）所示，低电平翻转电压 V_{TH-} 如式（14.2）所示，V_{TH+}、V_{TH-} 与电压检测电阻的关系如式（14.3）、（14.4）所示。

$$V_{TH+}=2.5(\mathrm{V})+10(\mathrm{k\Omega})\cdot\frac{13(\mathrm{V})-2.5(\mathrm{V})}{10\mathrm{k}+22\mathrm{k}+R_f} \tag{14.1}$$

$$V_{TH-}=2.5(\mathrm{V})110(\mathrm{k\Omega})\cdot\frac{2.5(\mathrm{V})}{10\mathrm{k}+R_f} \tag{14.2}$$

$$V_{TH+}=3.75(\mathrm{V})\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} \tag{14.3}$$

$$V_{TH-}=3.5(\mathrm{V})\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2} \tag{14.4}$$

将式（14.3）的关系替代式（14.1）的 V_{TH+}，将式（14.4）的关系替代式（14.2）的 V_{TH-}，再利用式（14.1）和式（14.2）的关系，可以消除 R_1、R_2，这样算式中仅剩下反馈电阻 R_F，最后解算得到：反馈电阻为 597.448kΩ，V_{TH+} 为 2.6668V，V_{TH-} 为 2.4588V，R_1、R_2 分别为 47kΩ、19.09kΩ。通过电阻的并联或串联可得到所需要的电阻值。

2．欠电压检测比较电路

根据欠电压保护的要求，欠电压保护比较器为迟滞比较器，输入端低电位翻转电压为 2.05V ±50mV，高电位翻转电压为 2.8V ±50mV，迟滞回环宽度 0.75V。电路接成同相输入比较器，即检测信号接比较器的同相输入端，基准信号接反相输入端。电路如图 14.3 所示。

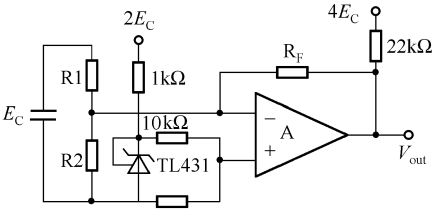


图 14.3　欠电压检测比较电路

需要注意的是，由于要检测约 2.0V 的电压，这时 TL431 的正常应用接法会使 TL431 不能工作在正常状态，因此需要选用两节电池来提供电压。

接下来是计算各个电阻值，以获得需要的比较电平和迟滞回环宽度。

14.3.3　多节电池串联的过电压/欠电压检测电路的实现

第一个问题是比较器的电源电压需要多少伏？一般的比较器可以工作在 3～36V，如果

12 节磷酸铁锂电池串联，最高电压将超过比较器的 36V 极限电压。对于 12 节磷酸铁锂电池，可以采用每 6 节电池为一组的方式，也可以采用每 4 节电池为一组的方式为比较器供电。如果采用每 4 节电池为一组的方式为比较器供电，则 12 节磷酸铁锂电池组将分成 3 组电压检测单元。上单元的过电压/欠电压信号需要传输到最下面的电池组单元。

多节电池过电压/欠电压检测需要注意的问题是，串联在最上面的电池的电压检测问题，由于一般的比较器不能检测接近电源电压的信号，能够正常检测的电压信号需要比电源电压低 2V 甚至更多。最上面一节电池的电压检测需要采用图 14.4 和图 14.5 所示的连接方式实现。

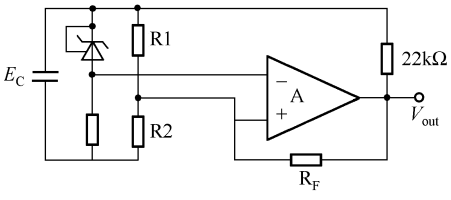


图 14.4　最上面一节电池的过电压检测

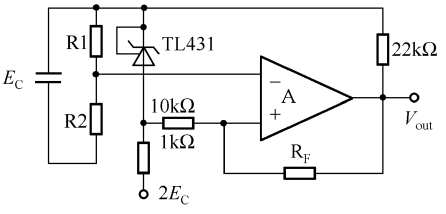


图 14.5　最上面一节电池的欠电压检测

4 节电池的电池过电压检测单元如图 14.6 所示，欠电压单元如图 14.7 所示。

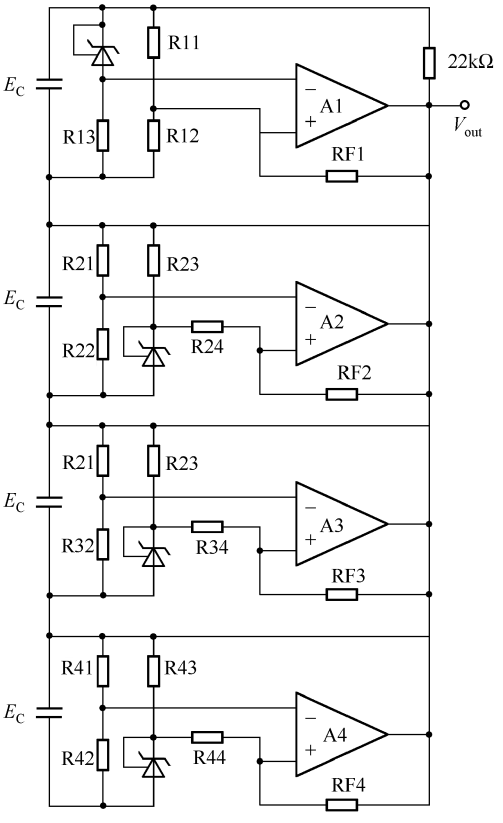


图 14.6　4 节电池的过电压检测单元

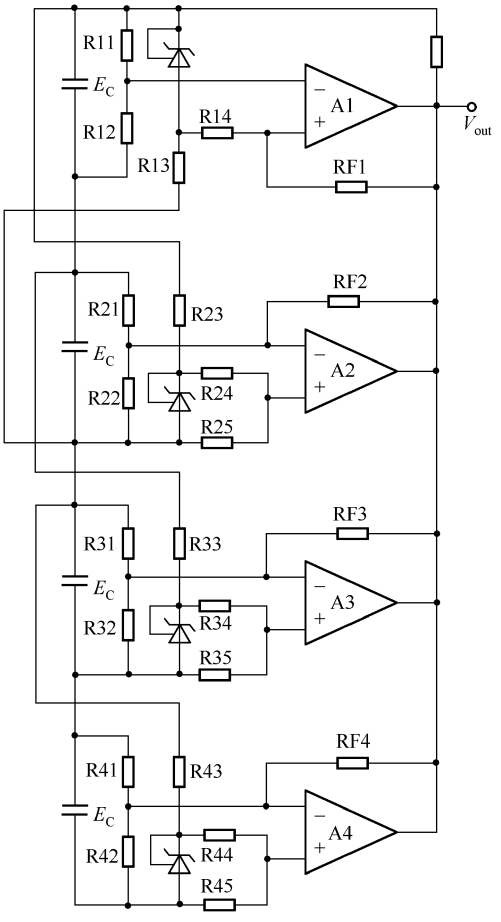


图 14.7　4 节电池的欠电压检测单元

上面单元的过电压/欠电压信号需要向下传输，传输到最下面的单元，最下面的单元控制开关的开通与关闭。上下单元信号传输最大的问题是上下单元不是同一个参考电位，两个参考电位相差 4 节电池电压。如果不考虑这个问题就会造成电池短路或信号混乱。为了将上单元信号顺利地传输到下单元，需要在传输信号时将参考电位定为下单元的参考电位。

上单元信号向下单元传输的基本思路为：将上单元信号由高电位转变为低电位时，对于下单元来说，电压变化为电源电压（4 节电池电压）变换到 2 倍电源电压（8 节电池电压）。这个电压对于下单元比较器是不可接受的。

如果利用分压电路将 2 倍电源电压降低到电源电压，则下单元比较器就可以承受了。需要清楚的是，通过分压方式拉低高电位，也拉低低电位，同时也衰减了上单元输出信号的幅度。

通过电阻分压的方式进行上下单元的信号传递的电路如图 14.8 所示。

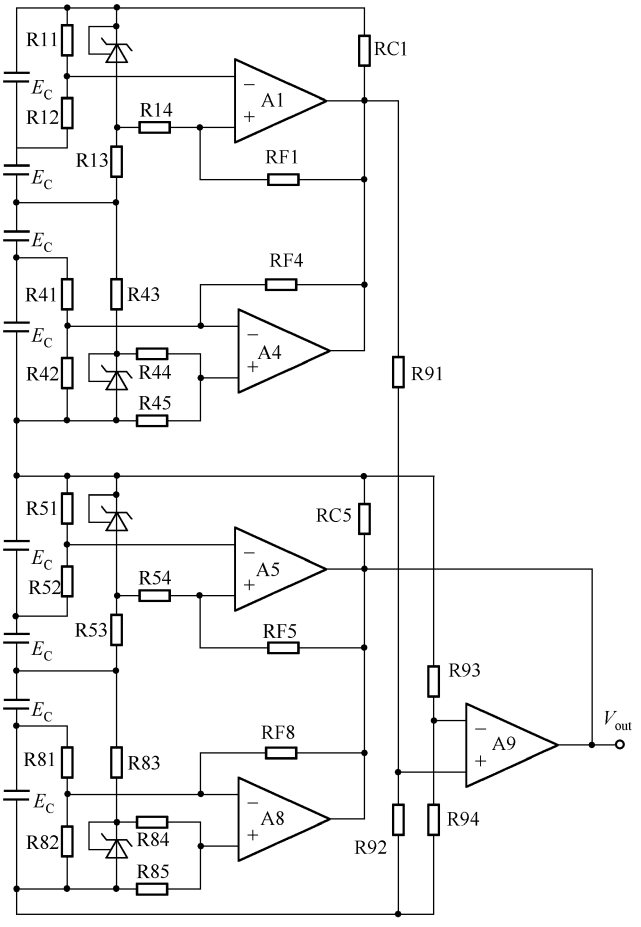


图 14.8　上下单元的信号传递电路

如果 R91、R92 采用相同电阻值的电阻，并且电阻值远大于 RC1，则上单元信号变化传输到 R91、R92 分压点的电压变化为电源电压（4 节电池电压）变化到电源电压的（4 节电池电压）一半。对应的 R93、R94 分压只可以选择电源电压（4 节电池电压）的四分之三。

如果再加上第三组电池单元，可以采用图 14.8 所示的设计思路；欠电压保护电路的上下单元信号传输与图 14.8 所示电路的思路相同。

通过这样的连接，在理论上可以获得任意节电池串联的电池组的过电压/欠电压检测保护电路。

14.3.4 电流检测电路

电池组的电流检测电路需要尽可能低的电压降，甚至低于 100mV 才是理想的。可以采用如图 14.9 所示的电路。

图 14.9 中，R6 为电流检测电阻，这个电路正常工作状态为 VT1、VT2 均工作在放大状态。这时，VT1 的基极—发射极电压与 VT2 基极—发射极电压相同，于是有

$$V_{R3} = V_{R6} \tag{14.5}$$

接下来确定 V_{R3}的电压值。如果忽略 VT1 的基极电流，则流过电阻 R3 的电流等于流过电阻 R6 的电流，由于电阻 R4 的电压等于 VT1 的基极—发射极电压，这个电压约为0.65V，则电阻 R4 的电流为

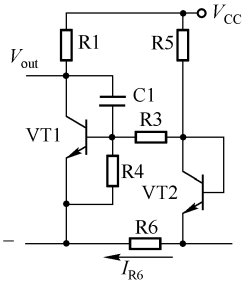


图 14.9 电流检测电路

$$I_{R4} = \frac{0.65(\mathrm{V})}{R_4} \tag{14.6}$$

于是电阻 R7 的电压为

$$V_{R3} = \frac{0.65(\mathrm{V})}{R_4} \cdot R_3 = V_{R6} \tag{14.7}$$

如果 V_{R6}取值为 100mV，则 R3 与 R4 电阻值的比值为 1∶6.5。电阻 R6 取值为

$$R_6 = \frac{0.1(\mathrm{V})}{I_{olim}} \tag{14.8}$$

14.3.5 开关的选择

开关选择功率 MOSFET 是唯一的选择。由于 MOSFET 反向是二极管特性，只要加反向电压就会导通，然而这里的开关应该具有双向均可以阻断的特性。所以应采用两只 MOSFET 背靠背连接。

从经济性和电气性能特点考虑，应选择 N 沟道 MOSFET，最低导通电阻可以达到 10mΩ。从控制方便的角度考虑，两只 MOSFET 的连接应该将漏极连接到一起，如图 14.10 所示。

图中，二极管为 MOSFET 的寄生二极管，实际应用中不需要另外连接。电流 I_{dis}为放电电流方向，电流 I_{ch}为充电电流方向。

1. 过充电需要关闭的开关

从图 14.10 可以看到，当过充电出现时，仅需要断开充电方向的开关即可，这样还可以保持放电功能的正常。过充电状态下的开关状态如图 14.11 所示。

很显然，关闭充电功能仅需要关闭开关 VF2 即可。在设计电路时仅需要考虑如何关闭 VF2。

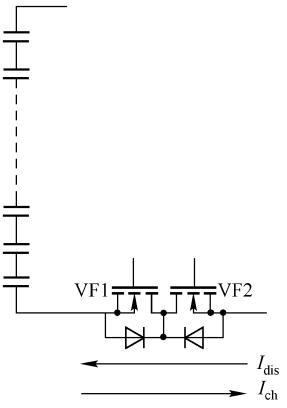


图 14.10　两只 MOSFET 的连接方式

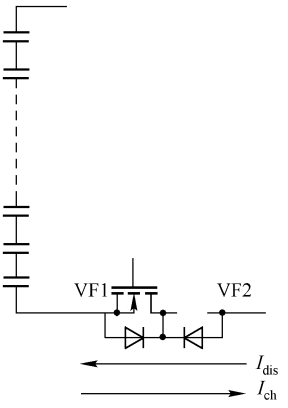


图 14.11　过充电状态下的开关状态

2．过放电需要关闭的开关

当放电电流过大或电池放电到电压过低时，需要关闭放电回路而保持充电回路，可以借鉴图 14.11，但是关闭的开关应该是 VF1，如图 14.12 所示。

在过充电或过放电状态下，图 14.11 和图 14.12 中与被断开的 MOSFET 反并联二极管（MOSFET 的寄生二极管）处在工作状态，分别为放电和充电回路提供导电通道。

3．开关的驱动

最后的问题就是开关的驱动。从图 11.10 中可以看到，开通或关闭 VF1 很容易，因为 VF1 与最下面的电路单元有共同的参考电位，因此可以直接驱动而 VF2 与最下面的电路单元没有共同参考电位，因而不能直接驱动，需要通过电平转移来获得合适的驱动信号。

还是回到图 14.10 的电路，VF2 的导通条件有外界条件和内部条件。外部条件就是充电电源的存在，如图 14.13 所示为充电电源存在时的等效电路。

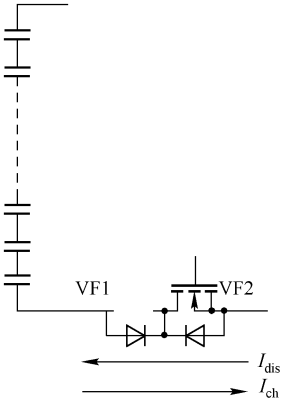


图 14.12　过放电状态下的开关状态

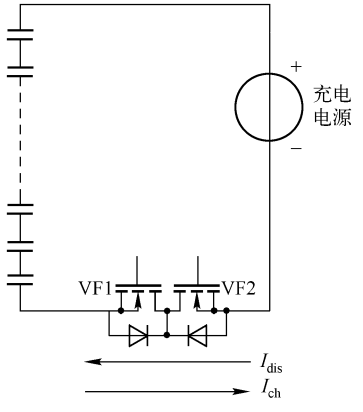


图 14.13　充电电源存在时的等效电路

由于充电电源的电压略高于电池电压，因此 VF2 的源极电压比 VF1 的源极电压还要低一些。这样，即使 VF1 被关断，与 VF1 具有共同参考电位的驱动电路还是可以驱动 VF2，如图 14.14 所示。

需要注意的是，如果充电电源与电池电压在开路时电压相差比较大，图 14.14 所示的电

路可能会有不能关断 VF2 的现象，因此要在关断 VF2 时，驱动电路不应与驱动电路有相关的参考电位关系，即需要 VF2 关断时，驱动电路与 VF2 应该是断开的，由 VF2 栅极—源极之间的附加电路关断 VF2。电路如图 14.15 所示。

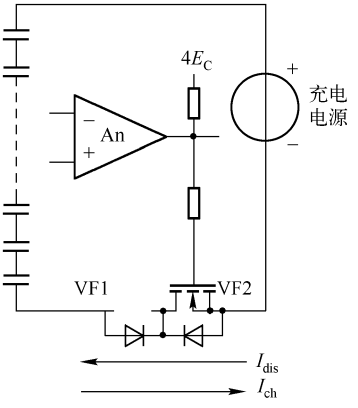


图 14.14　充电电源存在时驱动 VF2 的可能性

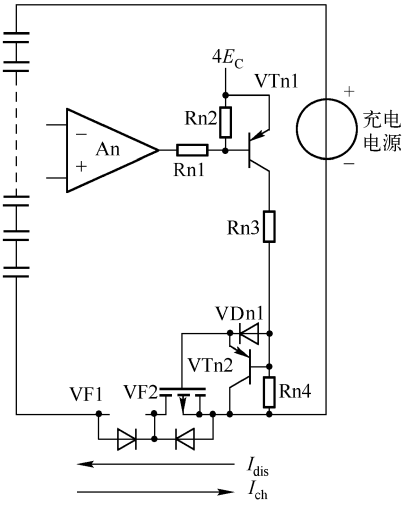


图 14.15　VF1 关断时，VF2 的导通与关断电路

电路的工作原理为：当需要 VF2 导通时，比较器 An 输出低电位，使 VT1 导通，VT1 的导通将高电位通过电阻 Rn3 加到 VF2 的附加关断电路，通过 VDn1 施加到 VF2 的栅极与源极之间，VF2 导通。由于 VDn2 的导通，将 VTn2 的发射结反偏，使得 VTn2 关断。

当需要 VF2 关断时，比较器 An 输出高电位，VTn1 关断，这时 VDn1 的阳极侧不再具有高电位，VDn1 也就不再导通。由于 VF2 的栅极与源极之间可以等效为电容器，并且存在电荷，所以 VF2 的栅极相对源极为高电压，这个高电压通过 VTn2 的发射结和 Rn4 形成放电通路，使 VTn2 的发射结正偏，VTn2 导通，将 VF2 栅极电荷迅速泄放，从而关断 VF2。

如果 VF1 不导通，当外充电电路不存在时，以上的分析中有些将不再成立，当然没有充电电源也就无法充电了。

在 VF1 导通条件下，VF2 的导通与关断电路如图 14.16 所示。

由于 VF1 的导通，将 VF2 的漏极电压拉低到电池组的负端电位，也使得 VF2 的寄生二极管导通。由于 VF2 的寄生二极管的导通，将 VF2 的源极电压拉低到电池组负端电位，这时 VF2 的源极电位与电池负极电位“相同”，与驱动电路具有相同的参考电位。驱动电路就可以驱动 VF2。

电路原理与 VF1 的关断状态基本相同：当需要 VF2 导通时，比较器 An 输出低电位，使 VT1 导通，VT1 的导通将高电位通过电阻 Rn3 加到

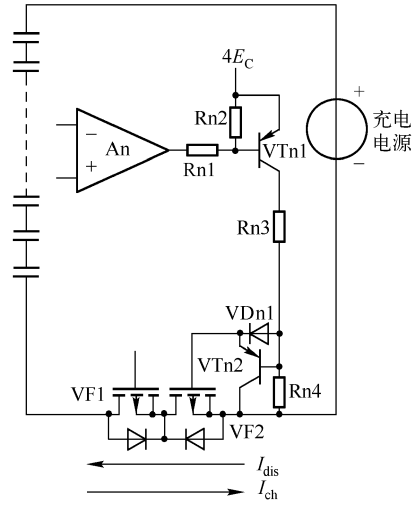


图 14.16　VF1 导通时 VF2 的导通与关断电路

VF2 的附加关断电路，通过 VDn1 施加到 VF2 的栅极与源极之间，VF2 导通。由于 VDn2 的导通，将 VTn2 的发射结反偏，使 VTn2 关断。

当需要 VF2 需要关断时，比较器 An 输出高电位，VTn1 关断，这时 VDn1 的阳极侧不再具有高电位，VDn1 也就不再导通。由于 VF2 栅极与源极之间可以等效为电容器，并且存在电荷，所以 VF2 的栅极相对源极为高电压，这个高电压通过 VTn2 的发射结和 Rn4 形成放电通路，使 VTn2 的发射结正偏，VTn2 导通，将 VF2 的栅极电荷迅速泄放，从而关断 VF2。

本篇小结

本篇所讲述的电路不是电子设计竞赛试题，也许将来会成为电子设计竞赛试题的一部分，那时本篇内容将具有参考价值。

即使本篇的内容永远也不出现在电子设计竞赛试题中，本篇所涉及的设计思路也会给读者未来的工作带来启发，使读者从中受益。

如果以上两种情况有一种出现，那就是本篇内容的价值体现。

参 考 文 献

[1] 童诗白，华成英. 电子技术基础（第三版）[M]. 北京：高等教育出版社，2001.

[2] 康华光，陈大钦. 电子技术基础（第四版）[M]. 北京：高等教育出版社，1999.

[3] 康华光，陈大钦. 电子技术基础（第五版）[M]. 北京：高等教育出版社，2006.

[4] 阎石. 数字电子技术基础（第四版）[M]. 北京：高等教育出版社，1998.

[5] 李清泉，黄昌宁. 集成运算放大器原理与应用 [M]. 北京：科学出版社，1980.

[6] 《中国集成电路大全》编写委员会编. 中国集成电路大全 CMOS 集成电路 [M]. 北京：国防工业出版社，1985.

[7] 《中国集成电路大全》编写委员会编. 中国集成电路大全 高速 CMOS 集成电路 [M]. 北京：国防工业出版社，1995.

[8] 《中国集成电路大全》编写委员会编. 中国集成电路大全 集成运算放大器 [M]. 北京：国防工业出版社，1985.

[9] 《中国集成电路大全》编写委员会编. 中国集成电路大全 集成稳压器与非线性模拟集成电路 [M]. 北京：国防工业出版社，1989.

[10] 沈雷. CMOS 集成电路原理及应用 [M]. 北京：光明日报出版社，1986.

[11] 陈永真等. 全国大学生电子设计竞赛试题精解选 [M]. 北京：电子工业出版社，2007.

[12] 陈永真等. 通用集成电路应用、选型与代换 [M]. 北京：中国电力出版社，2007.

[13] 陈永真等. 单管变换器及其应用 [M]. 北京：机械工业出版社，2006.

[14] 陈永真等. 电容器手册 [M]. 北京：科学出版社，2008.

[15] 陈永真等. 高效率开关电源设计与制作 [M]. 北京：中国电路出版社，2008.

[16] 陈永真. 线性功率集成电路原理及应用 [M]. 北京：机械工业出版社，2009.

反侵权盗版声明

电子工业出版社依法对本作品享有专有出版权。任何未经权利人书面许可，复制、销售或通过信息网络传播本作品的行为；歪曲、篡改、剽窃本作品的行为，均违反《中华人民共和国著作权法》，其行为人应承担相应的民事责任和行政责任，构成犯罪的，将被依法追究刑事责任。

为了维护市场秩序，保护权利人的合法权益，我社将依法查处和打击侵权盗版的单位和个人。欢迎社会各界人士积极举报侵权盗版行为，本社将奖励举报有功人员，并保证举报人的信息不被泄露。

举报电话：（010）88254396；（010）88258888
传　　真：（010）88254397
E-mail：dbqq@ phei. com. cn
通信地址：北京市海淀区万寿路 173 信箱
　　电子工业出版社总编办公室
邮　　编：100036